E2040/1
66
04
ERALVA

Energia

(Elektrotechn.)
(Victor)

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 32 • Nr. 1 • IANUARIE 1984

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

11.3.–17.3.1984

Pentru comerț internațional și progres tehnic

Un moto, care reprezintă un întreg program cu tradiție. Deoarece Tîrgul de la Leipzig există de peste 800 ani.

Cu calitate.

Deoarece expozanți din domeniul electrotehnicii și automatizării din 20 de țări prezintă pe aproximativ 22 000 m² o valoroasă ofertă de exponate. Pe lîngă aceasta, varietatea domeniilor vă facilitează un schimb de experiență cu ramuri industriale colaterale.

Cu vad comercial.

Deoarece numai R.D.G. inițiază, tratează sau încheie aici două treimi din tranzacțiile sale de comerț exterior.

Cu know-how.

Deoarece conferințele de specialitate și simpozioanele pentru aplicații practice înseamnă pentru specialiștii dumneavoastră îmbogățirea cunoștințelor.

Vă puteți convinge singuri !

Permise și informații puteți obține la ONT Carpați sau la Reprezentanța comercială de pe lîngă ambasada R.D.G. în R.S.R., strada Dumbrava Roșie nr. 4, București.

O.N.T. Carpați organizează călătorii pentru grupe de experți cu participarea gratuită la vizitarea Tîrgului cu ghizi specializați și la conferințele de specialitate.

Publicom

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 1 ianuarie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.042 ; 518.12 ; 621.313.2
MAGNEŢI PERMANENŢI
METODE NUMERICE — CALCUL CÎMP
SERVOMOTOARE DE C.C.

Fransua, Al., Soran, I. F. : **Optimizarea formei concentratorului de cîmp la servomotoarele de c.c. cu magneţi permanenţi din ferită.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 1

Se caută forma optimă a concentratorului de flux prin rezolvarea succesivă a mai multor probleme de cîmp şi analiza unui set de parametri ce servesc drept criteriu de comparaţie a diverselor variante. Problema de cîmp se rezolvă prin metoda elementelor finite.

CZ 621.3.025.3 : 621.3.027.21
TRANSFORMATOARE TRIFAZATE USCATE NAVALE
JOASĂ TENSIUNE
PERFORMANŢE

Mercanu, A. ş.a. : **Serie unitară de transformatoare trifazate uscate navale de puteri 1 ... 315 kVA**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 5

În lucrare se prezintă succint rezultatele obţinute în urma calculului, proiectării, realizării şi omologării tipurilor reprezentative ale seriei unitare de transformatoare trifazate uscate în construcţie navală.

Articolul defineşte ipotezele şi criteriile de bază de care s-a ţinut seama pentru ca soluţiile stabilite să conducă la produse optimizate din punct de vedere tehnico-economic (consum minim de materiale, gabarit şi greutate reduse). Mai sînt abordate condiţiile de robusteţe electrică ale seriei unitare — realizată pentru prima dată în ţară — şi se analizează performanţele obţinute comparativ cu produse similare ale unor firme străine.

CZ 621.3.015.3 : 621.316.53 : 621.313.12
SUPRATENSIUNI DE COMUTAŢIE
TRANSFORMATOARE
CONTACTOARE STATICE

Marinescu, A. : **Contactoare statice pentru schemele de producere a supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul transformatoarelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 11

În lucrare se generalizează o metodă de încercare a transformatoarelor la locul de montaj sau chiar în exploatare, metodă care să combine posibilităţile de detectare obiectivă a eventualelor defecte sau scăderi în timp ale nivelului de izolaţie cu uşurinţa transportului şi comoditatea manipulării echipamentului de încercare.

CZ 621.313.001.10
MAŞINI ELECTRICE
PERMEANŢĂ DE DISPERSIE

Viorel, I. A., Rădulescu, M. : **Permeanţa specifică a crestăturii trapezoidale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 16

În lucrare se calculează permeanţa specifică de dispersie a crestăturii deschise de formă trapezoidală prin integrarea ecuaţiei corespunzătoare în coordonate cilindrice a potenţialului magnetic vector.

CZ 621.315.623
TENSIUNI ÎNALTE
LATURI DE IZOLATOARE

Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Tuşaliu, V. : **Asupra determinării repartiţiei tensiunii înalte pe lanţuri de izolatoare de 750 kV.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 20

Lucrarea prezintă rezultate analitice şi experimentale obţinute cu ajutorul a două metode teoretice de calcul şi, respectiv, utilizînd modelarea fizică pentru repartiţia tensiunilor înalte pe lanţuri izolatoare de 750 kV.

CZ 621.317.39 : 531.768 : 621.396.622.6
APARATE DE MĂSURĂ ŞI CONTROL
AFIŞOR CU CRISTALE LICHIDE

Giurgea, M. ş.a. : **Afişor cu cristale lichide pentru aparatură de măsură şi control.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 26

Un colectiv de autori de la I.F.T.M. din Bucureşti a realizat un afişor cu cristale lichide bazat pe fenomenele de cîmp de birefrigerenţă indusă electric în celule cu nematic cu anizotropie dielectrică negativă şi ordonare moleculară homeotropă [2] şi efectul Schadt-Helfrich [3] în celule cu neumatic cu anizotropie dielectrică şi ordonare moleculară răsucită.

CZ 621.313.12
METODA ELEMENTELOR FINITE
AUTOGENERARE REŢEA

Ifrim, C. : **Autogenerarea unei reţele de triunghiuri în vecinătatea colţurilor prin metoda Schwartz-Christoffel în vederea aplicării metodei elementului finit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 29

Metoda propusă are ca scop autogenerarea unei subreţele în vecinătatea colţurilor unui domeniu în care urmează să se aplice metoda elemntului finit. Metoda se bazează pe transformarea conformă Schwartz-Christoffel aplicată unui domeniu intermediar a cărui transformare conformă Schwartz-Christoffel este simplă.

NOTĂ 31

RECENZIE 33

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE 34

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.042;-518.12; 621.313.2

ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ
ЧИСЛОВЫЕ МЕТОДЫ — РАСЧЁТ ПОЛЯ
СЕРВОДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Франсуа Ал., Соран, И. Ф.: **Оптимизация формы концентратора поля в серводвигателе постоянного тока с постоянными магнитами из феррита.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 1

Определяется оптимальная форма концентратора потока путем последовательного решения множества задач поля и анализа ряда параметров, служащих критерием для сравнения различных вариантов. Задача поля решается методом конечных элементов.

УДК 621.3.025.3: 621.3.027.21

ТРЁХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
СУХИЕ КОРАБЕЛЬНЫЕ
НИЗКОЕ ДАВЛЕНИЕ
ДОСТИЖЕНИЯ

Меряну, А. и др.: **Единая серия трёхфазных сухих корабельных трансформаторов мощностью 1... 315 кВА.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 5

В работе кратко представлены результаты расчёта, проектирования, создания и официального освидетельствования типов, представляющих единую серию трёхфазных сухих трансформаторов для кораблестроения. Ещё даются гипотезы и основные критериис, которые учитываются в процессе достижения оптимизированной продукции с технической и экономической точки зрения (минимальный расход материалов, сокращённый вес и габарит). Рассматриваются также условия повышения электрической надежности единой серии — впервые осуществленной в стране- и анализируются достигнутые технические характеристики в сравнении с аналогичными изделиями некоторых иностранных фирм.

УДК 621.3.015.3: 621.316.53: 621.313.12

КОММУТАЦИОННОЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ
СТАТИЧЕСКИЕ КОНТАКТОРЫ

Маринеску, А.: **Статические контакторы для схем получения коммутационных перенапряжений с помощью трансформаторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 11

В работе обобщается метод испытания трансформаторов в момент установки или в период эксплуатации, метод, соединяющий в себе возможности объективного детектирования случайных дефектов или падения во времени уровня изоляции с легкостью транспортировки и удобством манипулирования испытательного оборудования.

УДК 621.313.001.10

ЭЛЕКТРИЕСКИЕ МАШИНЫ
МАГНИТНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ДИСПЕРСИИ

Виорел, И. А., Рэдулеску, М. М.: **Удельная магнитная провводимость прапецеидального паза.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 16

В работе расчитывается удельная магнитная проводимость дисперсии открытого трапецеидального паза путём интегрирования соответствующего уравнения в цилиндрических координатах магнитного вектор-потенциала.

УДК 621, 315.623

ВЫСОКИЕ НАПРЯЖЕНИЯ
ГИРЛЯНДЫ ИЗОЛЯТОРОВ

Тушалиу, П., Бэлэшою, Т., Тушалиу, В.: **Определение распределения высокого напряжения в гирляндах изоляторов в 750 кВ.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 20

В работе представлены аналитические и экспериментальные результаты, полученные с помощью двух теоретическких вычислительных методов и соответственно с использованием физического моделирования для распределения высоких напряжений в гирляндах изоляторов в 750 кВ.

УДК 621.317.39:531.768: 621.396.622.6

КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА
ЭКРАН АФИШИРОВАНИЯ С ЖИДКИМ КРИСТАЛЛОМ

Джурджа. М. и др.: **Экран афиширования с жидким кристаллом для контрольно-измерительной аппаратуры.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 26

Группа сотрудников ИФТМ, г. Бухарест, создала экран афиширования с жидким кристаллом, основанный на явлении поля двойного лучепреломления, электрически индуктированного в ячейку с нематиком с отрицательной диэлектрической анизотропией и гомеотропным молекулярным расположением [2] и эффектом Шадт-Хелфрик [3] в ячейках с неуматиком с электрической анизотропией и витым молекулярным расположением.

УДК 621.313.12

МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
АВТОГЕНЕРИРОВАНИЕ СЕТИ

Ифрим, К.: **Автогенерирование сети треугольников в соседстве углов методом Шварц-Кристоффель с целью применения метода конечного элемента.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, январь 1984, стр. 29

Предложенный метод имеет целью автогенерирование подсети в соседстве с углами области, в которой будет применен метод конечных элементов. Метод основывается на преобразовании в соответствии с методом Шварц-Кристоффеля, применяемым в промежуточной области, преобразование которой по методу Шварц-Кристоффеля является простым.

ПРИМЕЧАНИЯ 31

Рецензии 33

INHALT

DK 621.3.042; 518.12; 621.313.2

DAUERMAGNETEN
NUMMERISCHE METHODEN — FELDBERECHNUNG
GLEICHSTROMSERVOMOTOR

Fransua, Al., Soran, J. F.: **Optimierung der Form des Feldkonzentrators im Gleichstromservomotor mit Danermagneten aus Ferbit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 1

Man sucht die optimale Form des Konzentratflusses durch die Entwicklung von aufeinanderfolgende Arbeiten hinsichtlich des Feldes und die Analyse einer Parameterveihe die als Vergleichskriterium der verschidenen Varianten gibt. Das Feldproblem erhält man mit Hilfe der Endelementenmethode.

DK 621.3.025.3 : 621.3.027.21

DREHSTROMTRANSFORMATOREN FÜR DEN SCHIFFBAU
NIEDERSPANNUNG
PERFORMANZEN

Mereanu, A. u.a.: **Einheitliche trockene Drehstromtransformatorenserie für den Schiffbau mit Leistungen von 1 ... 315 kVA.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 5

Die Arbeit stellt die erhaltenen Ergebnisse als Folge des Rechnens, Entwurfes, Entwicklungs und Typenhomoligierung, Representative der einheiteichen Serie der trockenen Drehstromtransformatoren für den Schiffsbau, dar. Der Artikel bestimmt die Grundkriterien für die festgelegten Lösungen hinsichtlich der optimalen Produktion aus dem technisch-ökonomischen Gesichtspunkt (minimaler Materialverbrauch und geringes Gewicht). Gleichfalls werden die Bechingungen der elektrischen Stämmigkeit der einheitlichen Serie besprochen — die zum ersten Mal in Land hergestellt wurden-und es werden die erhalten Performanzen im Vergleich mit den gleichen Produckte einiger fremden Firmen analysiert.

DK 621.3.015.3 : 621.316.53 : 621.313.12

SCHALTUNGSÜBERSPANNUNGEN
TRANSFORMATOREN
STATISCHE SCHULZER

Marinescu, A.: **Statische Kontaktgeber für die Herstellungsschemen der Schaltungsüberspannungen mit Hilfe der Transformatoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 11

In der Arbeit wird eine Prüfungsmethode der Transformatoren bei der Montierung verallgemeinert. Die Methode Kombiniert die Möglichkeiten der obiektiven Anzeigung einiger Defekte oder Zeitabfälle der Isolierungsstufen mit dem leichten Transport und mit der Beguemlichkeit des Behandelns der Prüfausrüstung.

DK 621.313.001.10

ELEKTRISCHE MASCHINEN
MAGNETISCHE LEITFÄHIGKEIT DER STREUUNG

Viorel, I. A., Rădulescu, M., M. **Spezifische magnetische Leitfähigkeit der Nute in Form eines Trapezes**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 16

In der Arbeit wird die Spezifische magnetische Leitfähigkeit der Streuung der offenen Nute in Form eines Trapezes kalkuliert durch die Gleichungsintegrierung in zylindrischen Koordonaten des magnetischen Potentialvektors.

DK 621.315.623

HOHE SPANNUNGEN
ISOLATIONSKETTEN

Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Tuşaliu, V.: **Uber die Bestimmung der Hochspannungsverteilung auf Isolationsketten von 750 kV.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 20

Die Arbeit stellt die analytischen und experimentelle Ergebnisse dar, die mit Hilfe von zwei theoretischen Rechenmethoden, d.h. die Verwendung der physischen Modellierung für die Verteilung der Hochspannungen auf Isolationsketten von 750 kV, erhalten wurden.

DK 621.317.39 : 531.768 : 621.396.622.6

KONTROL-UND MESSGERÄTE
KONTROL MIT FLÜSSIGEN KRISTALLEN

Giurgea, M., u.a.: **Anzeige mit flüssigen Kristallen für die Kontroll-und Messgeräte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 26

Ein Autorenkollektiv aus IFTM-Bukarest haben eine Anzeige mit flüssigen Kristallen, die auf die Feldphenomäne der elektrischen Doppelbrechnung in Zellen mit negativer dielektrischen Anisotropie und homeotropen Molekülanordnung [2] und der Schadt-Helfrich-Effekt [3] in den Zellen mit elektrischer Anizotropie und verdrehte Molekülarordnung basiert ist hergestellt.

DK 621.313.12

METHODE DER ENDELEMENTE
NETZAUTOGENERIERUNG

Ifrim, C.: **Autogenerierung eines Netzes mit Dreiecke in der Nachbarschait der Ecken mit der Schwartz-Christoffel Methode für den Einsatz der Endelementenmethode.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, S. 29

Die dargestellte Methode verwendet man für die Autogenerierung eines Unternetzes in der Nachbarschaft der Ecken eines Gebietes, wo die Endelementenmethode angewendet wird. Die Methode basiert sich auf die Wandlung gleich Scwartz-Christoffel die in einem Zwischengebiet eingeseht wird, wobei ihre Scwartz-Christoffel — Wandlung einfach ist.

ANMERKUNG 31

BESTANDSAUFNAHME 33

CONTENTS

DC 621.3.042; 518.12; 621.313.2

PERMANENT MAGNETS
DIGITAL METHODS-FIELD CALCULATION
D. C. SERVOMOTORS

Fransua, Al., Soran, I. F.: **Optimization of field concentrator form in the d.c. servomotor in the ferite permanent magnets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 1

The best form is looked for the flux concentrator by the succesive swing of several field problems and by the analysis of a set of parameters serving like a comparison criteria for the different variants. The field problem is solved by the finite elements method.

DC 621.3.025.3 : 621.3.027.21

THREE-PHASE TRANSFORMERS
DRY NAVY TRANSFORMERS
LOW VOLTAGE
PERFORMANCES

Mereanu, A.: **Unique series of three-phase dry navy transformers for 1 ... 315 kVA.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 5

The paper presents the results obtained after calculation, designing, achievement and omologation of representative types of unitary series of three-phase, dry transformers in naval constructions. The paper defines the basic criteria halten into account that the established solutions should come to optimised criteria from the technical-economical point of view (reduced material consumption, reduced volume and weight).

The conditions of electrical robustness are mentioned for the unique series-achieved for the first time in our country-performances are analysed related to similar products of foreign manufactures.

DC 621.3.015.3 : 621.316.53.621.313.12

COMMUTATION OVERVOLTAGES
TRANSFORMERS
STATIC CONTACTORS

Marinescu, A.: **Statie contactors for the commutation overvoltages production schemas, by means of transformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 11

The paper generalises a testing method for transformers in the mounting place or in exploitation a method to combine the objective detection possibilities of several failes or drops of izolation level with transportation and manipulation of testing equipement.

DC 621.313.001.10

ELECTRIC MACHINES
DISPERSION PERMEANCE

Viorel, I. A., Rădulescu M. M.: **Specific permeance of a trapezoidal notch.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p 16

The paper calculates the specific dispersion permeance of an ofen witch of a trapezoidal form, by integrating the coresponding equation in the cylindrical coordinates of the vectorial magnetic potential.

DC 621.315.623

HIGH VOLTAGES
INSULATING SIDES

Tuşaliu, P., Bălăşoiu T., Tuşaliu, V.: **On the determination of high voltage repartition an insulating sides of 750 kV.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 20

The paper presents the analitical and experimental results obtained by two theoretical calculating methody using physical modelling for the high voltages repartition an insulating sides of 750 kV.

DC 621.317.39 : 531.768 : 621.396.622.6

MEASURING AND CONTROL DEVICES
CRYSTAL LIQUIDS DISPLAY

Giurgea, M.: **Crystal liquids display for measuring and control devices.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 26

A group ot researches from IFTM Bucharest has achieved a crystal liquieds display based on a double-refractive field electrically induced in nematic anisotropie cells with a negative dielectric and homeotropic molecular coordonation and the Schadt-Helfrich [3] effect in nematic cells, with electric anisotropy and twisted molecular coordination.

DC 621.313.12

THE FINITE ELEMENTS METHOD
NETWORK SELF-GENERATION

Ifrim, C.: **Self generation of a triangle network near the corners by Schwartz-Christoffel method in view of applying the finite elements method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1 ian 1984, p. 29

The method suggested bein studies the selfgeneration of a subnetwork near the corners of a domain on which the finite elements method is to be applyed. The method bases on the Schwartz-Christoffel transformation applied to an intermediate domain whose Schwartz-Christoffel transformation is very simple.

NOTE 31

SOMMAIRE

CD 621.3.042 ; 518.12 ; 621.313.2
AIMANTS PERMANENTS
METHODES DIGITALES-CALCUL CHAMP
SERVOMOTEURS DE C.C.
Fransua, Al., Soran, I. F.: **Optimisation de la forme du concentrateur de champ au servomoteur de c.c. à aimants permanents de ferrite.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 1

On a pour but l'obtenir de la forme optimum du concentrateur de flux par la solution succesive de plusieurs problèmes de champ et l'analyse d'un ensemble de paramètres appliqués comme critère de comparaison de variantes différentes. Le problème de champ est résolu par la méthode des éléments finis.

CD 621.3.025.3 : 621.3027.21
TRANSFORMATEURS TRIPHASES SECS NAVAUX
BASSE TENSION
PERFORMANCES
Mereanu, A. et al.: **Gamme unitaire de transformateurs triphasés secs navaux de puissances 1 ... 315 kVA**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 5

Dans cet ouvrage on présente brièvement les résultats obtenus par le calcul, la conception, la mise en oeuvre et l'homologation des types représentatifs pour la gamme unitaire de transformateurs triphasés secs dans la construction navale. L'article définit les hypothèses et les critères fondamentaux dont on a tenu compte pour que les solutions trouvées aient pour résultats des produits optimisés au point de vue tehnico-économique (consommation minimum de matériaux, encombrement et poids réduits). On y aborde également les conditions de robustesse électrique de la série unitaire-réalisée pour la première fois dans notre pays — et l'on y analyse les performances obtenues comparativement aux produits similaires de quelques firmes de l'étranger.

CD 621.3.015.3 : 621.316.53 : 621.313.12
SURTENSIONS DE COMMUTATION
TRANSFORMATEURS
CONTACTEURS STATIQUES
Marinescu, A.: **Contacteurs statiques pour les schémas de génération des surtensions de commutation moyennant des transformateurs.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian. 1984, p. 11

Dans cet ouvrage on généralise une méthode d'essai in situ des transformateurs et même une méthode d'essai des transformateurs en exploitation, méthode qui puisse combiner les possibilités de détection objective des défauts éventuels ou diminution en temps du niveau d'isolation avec la facilité du transport et la commodité de manoeuvre de l'équipement d'essai.

CD 621.313.001.10
MACHINES ELECTRIQUES
PERMEANCE DE DISPERSION
Viorel, I. A., Rădulescu, M. M. **Perméance spécifique de l'encoche trapézoidale.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 16

Dans cet oeuvrage on calcule la perméance spécifique de dispersion de l'encoche ouverte de forme trapézoidale par l'intégration de l'équation correspondante dans le système de coordonnées cylindriques du potentiel magnétique vecteur.

CD 621.315.623
HAUTES TENSIONS
CHAÎNES D'ISOLATEURS
Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Tuşaliu, V.: **Sur la détermination de la répartition de la haute tension sur des chaînes d'isolateurs de 750 kV.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 20

Cet ouvrage présente les résultats analytiques et expérimentaux obtenus à l'aide de deux méthodes théoriques de calcul et respectivement utilisant la modelisation physiques pour la répartition des hautes tensions sur des chaînes d'isolateurs de 750 kV.

CD 621.317.39 : 531.768 : 621.396.622.6
APPAREILS DE MESURE ET DE CONTRÔLE
AFFICHEUR A CRISTAUX LIQUIDES
Giurgea, M. et al.: **Afficheur à cristaux liquides pour l'appareillage de mesure et de contrôle.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 26

Un collectif de chercheurs de IFTM Bucarest ont mis au point un afficheur à cristaux liquides reposant sur les phénomènes de champ de biréfrigérance induite électriquement en cellules nématiques à anisotropie diélectrique négative et structuration moléculaire homéotrope [2] et l'effet Schadt-Helfrich [3] en cellules nématiques à anisotropie électrique et structuration moléculaire torsadée.

CD 621.313.12
METHODE DES ELEMENTS FINIS
AUTOGENERATIONS RESEAU
Ifrim, C.: **Autogénérations d'un réseau de triangles tout près des coins par la méthode Schwartz-Christoffel en vue d'appliquer la méthode des éléments finis.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 1, ian 1984, p. 29

La méthode proposée a pour but l'autogénération d'un sous-réseau tout près des coins d'un domaine où l'on est en train d'appliquer la méthode des éléments finis. La méthode repose sur la transformation conforme Schwartz-Christoffel appliquée à un domaine intermédiaire dont la transformation Schwartz-Christoffel est simple à réaliser.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 1

CZ 621.3.042 ; 518.12.621.313.2

MAGNEŢI PERMANENŢI
METODE NUMERICE CALCUL CÎMP
SERVOMOTOARE DE C.C.

Optimizarea formei concentratorului de cîmp la servomotoarele de c.c. cu magneţi permanenţi din ferită

ALEXANDRU FRANSUA, IOAN FELICIAN SORAN* — BUCUREŞTI

Introducere

Utilizarea feritei drept material pentru sistemele inductoare ale servomotoarelor de c.c. pune cîteva probleme, printre care şi cele generate de valoarea redusă a inducţiei remanente B_r. În figura 1 sînt prezentate pentru ilustrare caracteristicile de demagnetizare ale feritelor cu bariu şi stronţiu în comparaţie cu caracteristica de demagnetizare a unui aliaj Alnico.

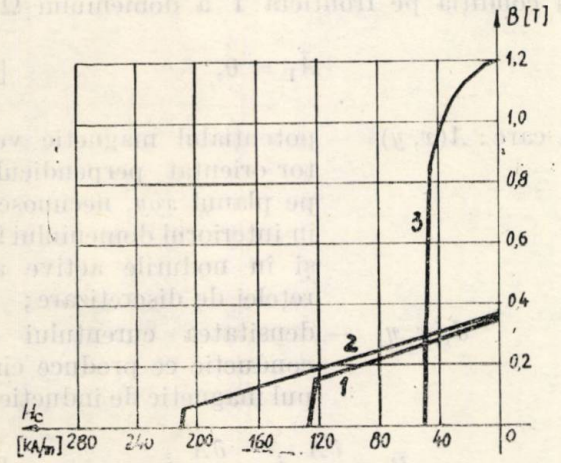


Fig. 1. Caracteristici de demagnetizare : *1* — ferită cu bariu ; *2* — ferită cu stronţiu ; *3* — aliaj ALNICO.

Inducţia din întrefierul servomotorului poate fi adusă la valori rezonabile [$B_\delta = 0{,}6 \div 0{,}7$ T], utilizînd un concentrator de cîmp aşa cum se vede în figura 2, concentrator care oferă secţiuni de trecere a fluxului polar progresiv mai mici spre întrefier. Această schimbare de secţiune în raportul 2,5 : 1 — 3 : 1 conduce la o construcţie ce pune frecvent probleme de gabarit. Apare deci problema măririi eficienţei sistemului inductor la gabarit exterior dat, prin determinarea unei geometrii a concentratorului de cîmp astfel ca fluxul de dispersie să fie cît mai redus. Evaluarea corectă a fluxului util şi de dispersie se poate face rezolvînd problema de cîmp printr-o metodă potrivită.

Lucrarea îşi propune să arate cum a fost găsită forma optimă a concentratorului pentru un servomotor de c.c. tetrapolar. Variantele analizate au fost selectate pe baza unui set de criterii independent de gabaritul maşinii în cauză. Problema de cîmp s-a rezolvat prin metoda elementelor finite pentru fiecare variantă, oferind valorile de control necesare pentru luarea deciziei finale.

1. Formularea problemei de cîmp şi modul de rezolvare

În figura 2 este prezentată o porţiune din secţiunea transversală a unui servomotor de c.c. din seria SMUC de 7 Nm utilizat pentru avansul maşinilor-unelte. Figura prezintă o zonă corespunzătoare unui pas polar, restul putînd fi reconstituit pe considerente de simetrie. Sistemul inductor polar este constituit dintr-o pastilă de ferită principală PFP şi două pastile auxiliare PFA dispuse pe feţele laterale ale concentratorului pentru a utiliza în mod eficient spaţiul. În varianta constructivă iniţială pastilele laterale au o lungime ce reprezintă 39,5% din lungimea pastilei principale în planul secţiunii din figura 2.

Polii laterali [în desenul din fig. 2] sînt pasivi, servesc la închiderea liniilor de cîmp furnizate de ferită şi concentrator. Zona prezentată este tocmai domeniul de calcul, deoarece în absenţa

* Prof. dr. ing. *Al. Fransua* şi şef lucrări dr. ing. *I. F. Soran* — Institutul politehnic-Bucureşti

curenţilor din indus, pe frontiera sa, constituită de o linie de cîmp inductor, se poate considera potenţialul magnetic vector $A = 0$, ceea ce este convenabil pentru formularea problemei de cîmp. Proprietăţile de material, respectiv

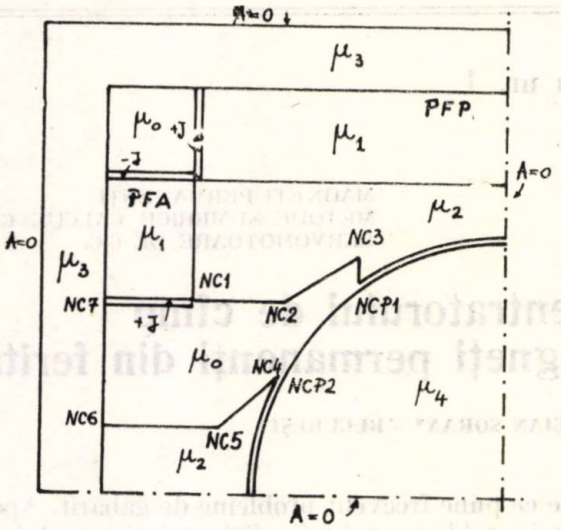


Fig. 2. Secţiune transversală a unui servomotor cu inductor de ferită şi concentrator. Domeniul de calcul.

caracteristicile $B - H$ pentru materialul rotorului, polilor, carcasei şi concentratorului se cunosc prin măsurători sau caracteristici date de furnizorul tolei.

Magneţii permanenţi au fost modelaţi pentru calcule cu un material magnetic moale, de permeabilitate μ_m şi o pînză de curent de densitate liniară J_c. Valorile permeabilităţii μ_m şi a densităţii J_c au fost obţinute printr-un calcul aproximativ de fixare a punctului de funcţionare pe caracteristica de demagnetizare a materialului şi au fost menţinute constante tot timpul rezolvării problemei de cîmp. Dacă punctul P de intersecţie al caracteristicii de demagnetizare cu dreapta de sarcină exterioară pastilelor este caracterizat prin $P[H_m, B_m]$ atunci:

$$\mu_m = B_m/H_m, \qquad [1]$$

$$\theta = l_m J_c = 2\ l_m H_m, \qquad [2]$$

deoarece solenaţia θ acoperă în modelul de calcul şi tensiunea magnetică $H_m\ l_m$ din materialul magnetic moale ce înlocuieşte pastila. Există în literatură [1, 2, 3] diverse modele pentru magneţii permanenţi, mult mai pretenţioase decît cel utilizat, care permit un calcul corect al punctului de funcţionare. Scopul modelului de calcul actual este stabilirea unui raport între fluxul util şi cel de dispersie pentru diverse configuraţii, adică interesează doar soluţia problemei de cîmp în afara materialelor magnetice: întrefier, spaţii dintre poli etc. În aceste condiţii modelarea magnetului permanent în modul descris este corespunzătoare.

Au fost acceptate şi ipotezele:

— concentratorul are μ = const., corespunzătoare inducţiei medii de 0,4 T pe caracteristica $B - H$;

— rotorul este neted, se neglijează influenţa crestăturilor asupra fluxului de dispersie polar. Permeabilitatea sa este constantă;

— carcasa şi polul auxiliar au de asemenea μ = const. corespunzătoare inducţiilor evaluate şi caracteristicilor $B - H$ proprii.

În aceste condiţii problema de cîmp formulată este o problemă de cîmp magnetic produs de curenţi de conducţie într-un domeniu de calcul neomogen, dar liniar. Forma complexă a frontierelor interne ale domeniului de calcul a impus metodele numerice de rezolvare a problemei de cîmp, iar dintre metodele numerice a fost preferată metoda elementelor finite din cauza deformării reduse a frontierelor interne de către reţeaua de discretizare. Funcţionala ce se va minimiza aproximativ prin metoda elementelor finite este:

$$F = \iint_{\Omega_\Gamma} \left[\frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 \right\} - J_c \cdot A \right] \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y, \qquad [3]$$

cu condiţia pe frontiera Γ a domeniului Ω_Γ:

$$\bar{A}_\Gamma = 0, \qquad [4]$$

în care: $A(x, y)$ — potenţialul magnetic vector orientat perpendicular pe planul xoy, necunoscut în interiorul domeniului Ω_Γ şi în nodurile active ale reţelei de discretizare;

$J_c(x, y)$ — densitatea curentului de conducţie ce produce cîmpul magnetic de inducţie $\bar{B}$

$$\bar{B} = \frac{\partial A}{\partial y}\, \bar{i} - \frac{\partial A}{\partial x}\, \bar{j}, \qquad [5]$$

existent doar în planul xoy, şi avînd componentele după axele ox şi oy date mai sus (5).

Ca element de bază al discretizării a fost ales triunghiul liniar simplu pentru care aproximarea funcţiei $A(x, y)$ în interiorul său este un polinom de gradul I în x şi y. Sistemul de ecuaţii algebrice (liniar din cauza permeabilităţilor magnetice constante), obţinut prin procesul expus în [4] a fost rezolvat prin metoda de eliminare Gauss.

2. Strategia de căutare a geometriei optime a sistemului inductor

Drept punct de plecare s-a folosit soluția problemei de cîmp pentru piesa inițială a concentratorului aflat în fabricație. S-a trasat pe un desen la scară corespunzătoare — 5 : 1 — spectrul cîmpului de dispersie din zona cu μ_0 a desenului din figura 2. S-a localizat astfel zona cu cîmp de dispersie maxim. Figura 3 prezintă concentratorul vechi, linii de cîmp ce delimitează tuburi de flux egal și conturul unui concentrator care e capabil să diminueze fluxul de dispersie din zona cornului polului auxiliar NCP2 și colțul NC2.

Inducția cîmpului de dispersie din jurul colțului NC2 reprezintă 33% din inducția din întrefierul concentratorului, ceea ce justifică

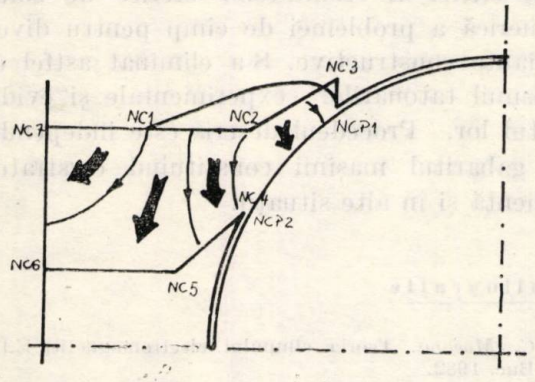


Fig. 3. Spectrul cîmpului de dispersie din zona interpolară pentru soluția constructivă inițială.

interesul față de zona respectivă. Dacă se definește drept factor de concentrare k_c raportul dintre inducția din întrefierul concentratorului B_δ și inducția de pe fața concentratorului aflată în contact cu pastilele de ferită B_f, atunci pentru piesa inițială valoarea sa este:

$$k_c = 2{,}5.$$

Pentru a face desenul din figura 3 cît mai sugestiv, fluxul unitar al tuburilor de flux de dispersie este egal cu fluxul de dispersie ce se închide de la fața laterală a pastilei de ferită spre carcasă. Acest flux se poate calcula și analitic [5] fiind fluxul dintre două plane perpendiculare produs de un potențial scalar liniar variabil pe direcția normală liniei de contact dintre plane.

Analizînd spectrul cîmpului în fereastra magnetică dintre pol, rotor, concentrator și pastila laterală se mai pot constata următoarele:

1. Linia de cîmp ce pleacă din marginea dreaptă a feritei laterale, din colțul NC1 se închide spre carcasă, pînă la colțul NC6 al polului rămînînd un spațiu relativ important. Mărind dimensiunea pe verticală a pastilei laterale s-ar putea mări fluxul util în întrefier, fără ca dispersia spre pol să crească sensibil.

2. Inducția cîmpului de dispersie din axa transversală a mașinii este circa 8,22% din inducția din întrefierul de sub concentrator. Un concentrator care ar îndepărta colțul NC2 de rotor ar putea micșora această inducție îmbunătățind comutația mașinii, știut fiind că servomotoarele cu inductoare din magneți permanenți nu au poli de comutație.

Pornind de la aceste constatări s-au imaginat cinci variante de concentrator și pastilă de ferită laterală, care au fost analizate comparativ pe baza soluției problemei de cîmp în fiecare caz. În figura 4 sînt prezentate cele 5 modele de calcul.

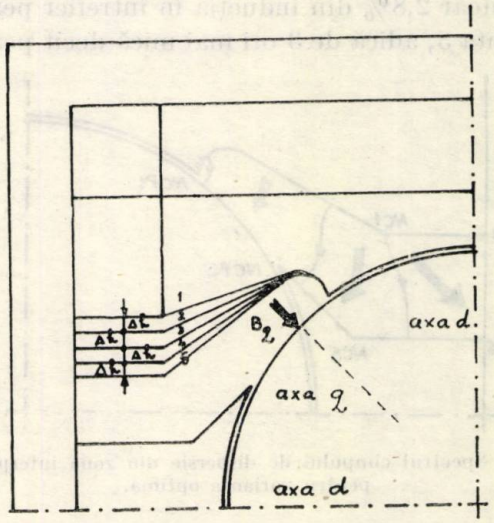


Fig. 4. Cele cinci modele de calcul analizate.

Dimensiunea verticală a pastilei laterale a fost mărită progresiv cu cantități egale. Variantei 4 îi corespunde o dimensiune verticală care pentru colțul NC1 se estimează că ar conduce la o linie de cîmp ce se termină în NC6.

3. Rezultatele numerice și forma optimă a concentratorului

Valorile numerice ale unor mărimi de test, calculate pentru cele 5 variante și piesa originală sînt prezentate în tabelul de mai jos. Analiza lor va conduce la concluziile studiului.

Mărime control / Varianta	B_δ [T]	$\frac{\Phi_\sigma}{\Phi_{pol}} 100$ [%]	$\frac{B_q}{B_\delta} 100$ [%]	$k_c = \frac{B_\delta}{B_f}$
Originală	0.532355	16.79	8.21940	2.511292
Varianta 1	0.509375	13.61	4.66306	2.434220
Varianta 2	0.509451	14.39	5.82222	2.494800
Varianta 3	0.567946	11.99	2.78600	2.662800
Varianta 4	0.570226	12.94	3.25618	2.730000
Varianta 5	0.577050	13.96	3.15898	2.793600

S-au folosit următoarele notații:

B_δ — inducția magnetică în întrefier;

B_q — inducția magnetică a fluxului de dispersie în axa neutră a mașinii;

B_f — inducția magnetică în pastila de ferită;

Φ_σ — fluxul de dispersie pe fețele laterale ale pastilei și concentratorului;

Φ_{pol} — fluxul polar.

Fluxul de dispersie total nu înregistrează o scădere spectaculoasă, deși pentru varianta 3 valoarea procentuală este circa 2/3 din fluxul de dispersie al piesei originale. Inducția în axa neutră q are însă cel mai pronunțat salt, fiind doar 2,8% din inducția în întrefier pentru varianta 3, adică de 3 ori mai mică decît pentru

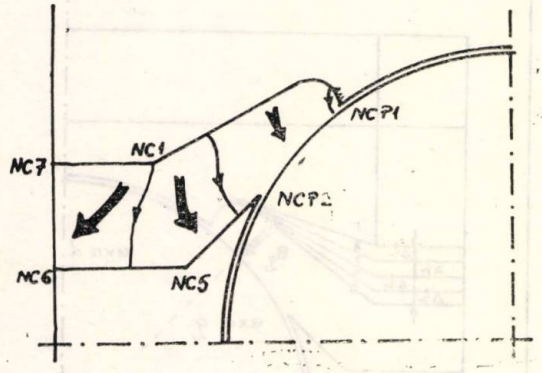


Fig. 5. Spectrul cîmpului de dispersie din zona interpolară pentru varianta optimă.

piesa originală. Date fiind variațiile reduse ale factorului de concentrare și inducției sub concentrator, varianta 3 rezultă a fi varianta optimă din punct de vedere al fluxului de dispersie și al inducției în axă neutră.

În figura 5 este dat spectrul de dispersie pentru varianta optimă. S-au trasat linii de cîmp ce delimitează tuburi de flux cu flux egal, pentru a arăta efectul formei optime a concentratorului asupra distribuției fluxului de dispersie în zona axei q.

O simplă comparație a spectrului din figura 5 cu cel al piesei originale, dat în figura 3, arată eficiența noii forme a concentratorului.

4. Concluzii

Alegerea formei definitive a concentratorului de cîmp a fost posibilă numai pe baza analizei critice a rezultatelor oferite de soluția numerică a problemei de cîmp pentru diverse variante constructive. S-a eliminat astfel empirismul tatonărilor experimentale și evident costul lor. Procedeul descris este independent de gabaritul mașinii constituind o strategie eficientă și în alte situații.

Bibliografie

[1] *C. Mocanu.* Teoria cîmpului electromagnetic, E.D.P. Buc. 1982.

[2] *H. Zijlstra.* Oxford Compumag p. 191—197.

[3] *K. Reichert.* IEEE Trans. on Mag. vol. **Mag. 6**, 1970 p. 283.

[4] *I. F. Soran.* Studiul configurației cîmpului magnetic în întrefierul mașinii de inducție și influența ei asupra parametrilor de pornire. Teză de doctorat, Timișoara 1979.

[5] *I. F. Soran, R. M. Soran.* E.E.A. Electrotehnica 30/1982/Nr. 5, p. 195.

CZ 621.3.025.3 : 621.3.027.21

TRANSFORMATOARE TRIFAZATE
USCATE NAVALE
JOASĂ TENSIUNE
PERFORMANȚE

Serie unitară de transformatoare trifazate uscate navale de puteri 1...315 kVA

ADRIAN MEREANU, NICOLAE FERCĂU, NĂSTASE BICHIR, MIHAELA RIZEANU* — BUCUREȘTI

În cadrul I.C.P.E. a fost proiectată, în anul 1982, o serie unitară de transformatoare trifazate uscate navale cu puteri de la 1 la 315 kVA, de joasă tensiune. Aceste transformatoare sînt destinate echipării navelor cu zonă de navigație nelimitată.

Ele pot fi instalate în încăperi închise, lipsite de vapori corozivi, inflamabili sau explozivi și fără pulberi conducătoare de electricitate sau alte substanțe active chimic.

Transformatoarele pot fi instalate pe bordul navelor, în încăperi închise, unde temperatura mediului ambiant este cuprinsă între valorile 0°C și +45°C, iar umiditatea relativă a aerului are următoarele valori:

75 ± 3% la temperatura de +45 ± 2°C sau,
80 ± 3% la temperatura de +40 ± 2°C sau,
95 ± 3% la temperatura de +25 ± 2°C.

Asimilarea acestor produse a început la întreprinderea „Electrocontact"-Botoșani.

Ipotezele avute în vedere, încă de la începutul proiectării, au ținut seama de criterii privind tipizarea (micșorarea gamei tipodimensiunilor pentru materiale, semifabricate, elemente constructive etc.) și adoptarea unei concepții unitare constructive și tehnologice.

Funcționarea la bordul navelor reclamă o robustețe deosebită a construcției transformatoarelor, ținînd seama de faptul că ele sînt supuse condițiilor de navigație: canarisirea navei, ruliu și tangaj, înclinații de durată. De aceea, soluția constructivă asigură respectarea parametrilor funcționali independent de aceste solicitări de natură mecanică.

1. Condiții tehnice

Transformatoarele navale din seria TTAN sînt proiectate și construite în acord cu regulile Registrului Naval Român și ale CEI 92—303/1980 (fig. 1).

Transformatoarele sînt realizate în clasa de izolație F, fiind prevăzute cu o carcasă metalică ce asigură un grad de protecție IP—23. Cutia de borne asigură o protecție IP—44. Racordurile la cutia de borne se fixează cu presgarnituri. Capetele și prizele înfășurărilor sînt scoase la o singură casetă de borne ce asigură protecția acestora contra punerii accidentale la masă și a atingerilor. Bolțurile de la placa de borne sînt asigurate împotriva răsucirii în timpul strîngerii conexiunilor. Toate îmbinările și strîngerile cu filet sînt asigurate la autodesurubare. Temperatura mediului ambiant este cuprinsă între 0 și 45°C, iar umiditatea maximă a aerului este de 95% la temperatura de 25°C.

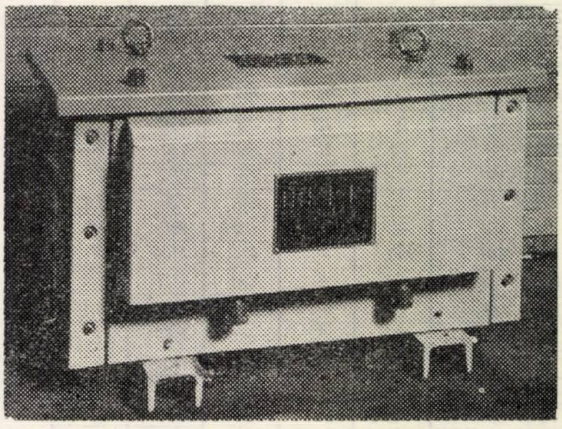


Fig. 1. Transformator naval din seria unitară.

Transformatoarele au miezul din tablă electrotehnică cu cristale orientate, fiind împachetate cu două tole pe ciclu. Înfășurările sînt de tip cilindric, stratificat, din conductoare de cupru, cele rotunde izolate cu email, iar cele dreptunghiulare cu email și fire de sticlă. Capetele înfășurărilor sînt scoase la placa de borne unde se realizează conexiunile conform grupei corespunzătoare. Materialele electroizolante utilizate sînt verificate la neinflamabilitate conform publicației RNR 32—78.

Transformatoarele sînt prevăzute cu urechi de ridicare și sanie, inclusiv bornă de punere la pămînt marcată corespunzător.

Caracteristicile electrice nominale ale transformatoarelor trifazate uscate navale din seria unitară sînt trecute în tabelul 1.

Dimensiunile de gabarit, masa și cotele de montaj ale transformatoarelor trifazate uscate navale sînt indicate în desenul din figura 2 și tabelul 2.

Dr. ing. *Adrian Mereanu* și ing. *Nicolae Fercău* — Institutul de cercet. șt. și inginerie tehnologică pentru electrotehnică București; conf. dr. ing. *Năstase Bichir* și ing. *Mihaela Rizeanu* — Institutul politehnic București

Tabelul 1

Caracteristicile electrice nominale ale transformatoarelor trifazate uscate navale din seria unitară

- TENSIUNEA NOMINALĂ 400-390-380-370/230-380V
- FRECVENȚA 50 Hz

TIP	Putere	Curent de mers în gol	Pierderi în fier	Pierderi în bobinaje	Tens. de scurt-circuit
	kVA	%	W	W	%
TTAN-1F	1	40	50	50	4,4
TTAN-1,25F	1,25	35	50	57	4,6
TTAN-1,6F	1,6	30	52	75	4,4
TTAN-2F	2	30	70	95	4,4
TTAN-2,5F	2,5	25	70	125	4,7
TTAN-3F	3	20	70	130	4,4
TTAN-4F	4	17	75	140	4,5
TTAN-5F	5	16	90	210	4,6
TTAN-6,3F	6,3	15	130	220	4
TTAN-8F	8	14	160	260	3,7
TTAN-10F	10	13	160	270	3,4
TTAN-12,5F	12,5	13	180	330	3,3
TTAN-16F	16	12	210	450	4,1
TTAN-20F	20	11	240	470	3,6
TTAN-25F	25	10	270	600	4,1
TTAN-31,5F	31,5	10	310	720	3,6
TTAN-40F	40	9	320	950	3,8
TTAN-50F	50	9	400	1100	4
TTAN-63F	63	8	470	1220	4,8
TTAN-80F	80	7	570	1380	4,1
TTAN-100F	100	7	660	1620	3,7
TTAN-125F	125	6	780	1860	4,1
TTAN-160F	160	6	970	2200	3,2
TTAN-200F	200	6	1150	2800	3,3
TTAN-250F	250	5	1320	3180	3,2
TTAN-315F	315	5	1580	4130	3,8

Tabelul 2

Dimensiunile de gabarit și masa transformatoarelor trifazate uscate navale din seria unitară

TIP	DIMENSIUNI, mm					MASA
	A	B	C	D	E	kg
TTAN-1F	412	280	244	206	240	29
TTAN-1,25F	412	290	244	206	240	30,5
TTAN-1,6F	412	290	244	206	240	31,8
TTAN-2F	426	310	254	216	244	37,1
TTAN-2,5F	426	320	254	216	244	38,7
TTAN-3F	426	330	254	216	244	40,8
TTAN-4F	426	355	254	216	244	44,6
TTAN-5F	594	407	375	300	330	92
TTAN-6,3F	619	432	385	310	340	108
TTAN-8F	634	432	387	310	360	118
TTAN-10F	674	453	403	330	380	139
TTAN-12,5F	684	453	406	330	390	149
TTAN-16F	814	494	468	380	480	193
TTAN-20F	854	514	469	390	500	222
TTAN-25F	854	524	481	390	500	237
TTAN-31,5F	894	560	525	420	520	283
TTAN-40F	914	575	541	430	530	304
TTAN-50F	916	570	546	430	530	344
TTAN-63F	1016	606	577	460	600	417
TTAN-80F	1056	706	585	470	610	511
TTAN-100F	1056	741	601	490	610	562
TTAN-125F	1146	741	657	540	660	650
TTAN-160F	1176	830	661	540	680	788
TTAN-200F	1266	900	798	630	720	990
TTAN-250F	1316	975	814	650	760	1143
TTAN-315F	1396	1035	864	680	810	1347

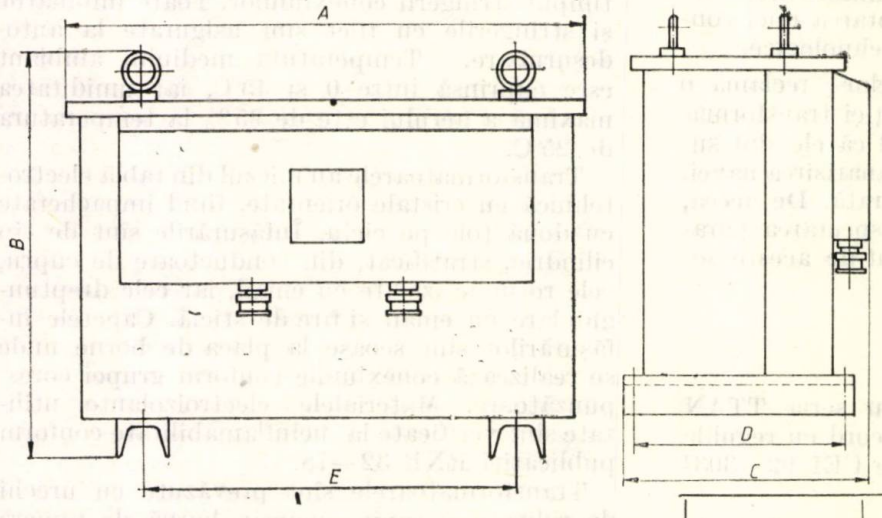


Fig. 2. Gabaritul transformatoarelor trifazate uscate navale cu puteri de la 1 la 315 kVA.

2. Condiții electrice de funcționare

Caracteristicile electrice nominale ale transformatoarelor sînt date în tabelul 1.

Condițiile necesare bunei funcționări impun respectarea grupei de conexiuni, a tensiunii primare și a frecvenței cu următoarele toleranțe:

Denumirea	Abateri față de valorile nominale		
	de lungă durată	de scurtă durată	
	Valoarea (%)	Valoarea (%)	Durata (s)
Tensiunea	+ 6 −10	+20 −30	1,5
Frecvența	± 5	±10	5

Toleranţele parametrilor electrici sînt următoarele:

— pierderi de mers în gol: +15%;
— curent de mers în gol: +30%;
— pierderi de scurtcircuit: +10%;
— raport de transformare: ± 3%.

Posibilităţile de variaţie a tensiunii primare în jurul valorilor nominale de 380 V la frecvenţa de 50 Hz, respectiv 440 V la 60 Hz, au impus necesitatea realizării unor prize de reglaj care, din motive constructive au fost prevăzute pe înfăşurarea secundară şi corespund la următoarele trepte: −2,5%; nominal; +2,5%; +5%. Pentru comoditatea exploatării prizele secundare au fost marcate şi cu valorile tensiunilor primare care le corespund: 370 V; 380 V; 390 V şi 400 V, la frecvenţa de 50 Hz şi respectiv: 430 V; 440 V; 450 V şi 460 V la frecvenţa de 60 Hz.

3. Condiţii de robusteţe electrică a transformatoarelor

Valoarea minimă a rezistenţei de izolaţie, înainte de proba de umiditate, la temperatura mediului ambiant de 20 ± 5°C şi umiditate normală, este de minimum 5 MΩ în stare rece şi de 2 MΩ în stare caldă (măsurată după un interval de timp de un minut de la aplicarea tensiunii de încercare). Rezistenţa de izolaţie după condiţionare în mediu cald-umed va fi de minimum 1 MΩ.

Transformatoarele rezistă timp de 1 minut la încercarea rigidităţii dielectrice a izolaţiei, la o tensiune de 2 400 V în curent alternativ — încercarea fiind efectuată după proba de încălzire.

Se verifică, de asemenea, rigiditatea dielectrică a izolaţiei dintre spire, aplicînd o tensiune dublă faţă de cea nominală pe bornele uneia dintre înfăşurări, timp de cel puţin 15 s.

Transformatoarele trebuie să suporte următorul ciclu climatic: căldură uscată, frig, căldură umedă, ceaţă salină.

Transformatoarele alimentate la tensiune şi frecvenţă nominală trebuie să reziste la o suprasarcină de 10% timp de 1 oră şi de 50% timp de 5 minute.

Valoarea previzională a ratei de defectare este:

$$\lambda = 9{,}2 \cdot 10^{-6}\ 1/\text{h}.$$

4. Condiţii tehnice speciale

Căderea de tensiune de la mersul în gol la mersul în sarcină rezistivă nominală nu depăşeşte 5% pentru transformatoarele cu o putere pînă la 6,3 kVA pe fază şi 2,5% pentru transformatoarele cu o putere mai mare. Ele rezistă fără deteriorarea înfăşurărilor la încercarea de scurtcircuit brusc trifazat, în condiţiile unui ciclu de trei scurtcircuite de cîte 0,5 s pe fiecare coloană.

Bornele sînt scoase la cutiile respective pentru realizarea grupei de conexiune Dy-5 sau Dd-0. Supratemperatura bornelor, la sarcină nominală, nu depăşeşte 30°C.

Toate elementele constructive şi organele de asamblare sînt protejate împotriva coroziunii prin vopsiri şi acoperiri galvanice realizate în conformitate cu procedee tehnologice aprobate de R.N.R.

Transformatoarele în execuţie navală necesită folosirea unor materiale corespunzătoare, verificate din punct de vedere al protecţiei climatice, îndeplinind condiţiile de încălzire menţionate în publicaţia nr. 29—78 a R.N.R. Vopselele şi lacurile folosite sînt de tipul care propagă flacăra lent pe suprafaţă ($J \leqslant 20$) şi satisfac încercările indicate în publicaţia RNR 22—78.

În exploatare, transformatoarele pot rămîne în paralel pe durata manevrei de trecere a sarcinii de pe un transformator pe altul, pentru a nu fi scoşi de sub tensiune consumatorii, dar nu mai mult de 5 minute şi cu condiţia ca transformatoarele să fie de puteri egale. Pentru funcţionarea în paralel de lungă durată ele trebuie să îndeplinească condiţiile generale de punere în paralel.

5. Analiza performanţelor seriei unitare

Proiectarea şi realizarea acestei serii unitare de transformatoare destinate echipării navelor maritime s-a realizat în scopul acoperirii acestui necesar cu produse de fabricaţie internă şi a înlocuirii unităţilor similare, aflate în exploatare, cu altele de o concepţie modernă cu gabarite şi greutăţi mai reduse, conform cerinţelor impuse de progresul tehnic actual. De asemenea, a fost necesară lărgirea gamei de tipodimensiuni în cadrul unei concepţii constructive unitare.

Pentru a putea aprecia măsura în care gama de produse realizate răspunde acestor cerinţe se pot urmări performanţele tehnico-economice ale transformatoarelor proiectate, puse în evidenţă în mod sugestiv în graficele de variaţie cu puterea a diferiţilor parametri caracteristici.

Un important indicator al calităţii unui produs este nivelul pierderilor în funcţionare. În graficul din figura 3 este reprezentată o diagramă a pierderilor totale de putere (în valoare raportată la puterea de tip), în care se observă că produsele proiectate de ICPE nu depăşesc nivelul mediu al pierderilor realizat de produsele similare fabricate de întreprinderea „Electrotehnica"-Bucureşti, de firme din URSS, R. S. F. Iugoslavia şi R. P. Polonia (date de catalog).

În graficele din figurile 4 și 5 au fost reprezentate variațiile componentelor acestor pierderi totale, este vorba de pierderile la funcționare în gol, respectiv la funcționare în scurtcircuit, mai ales că ponderea primelor în pierderile totale este foarte mică.

Situarea seriei proiectată de I.C.P.E. între produsele de comparație este și mai avanta-

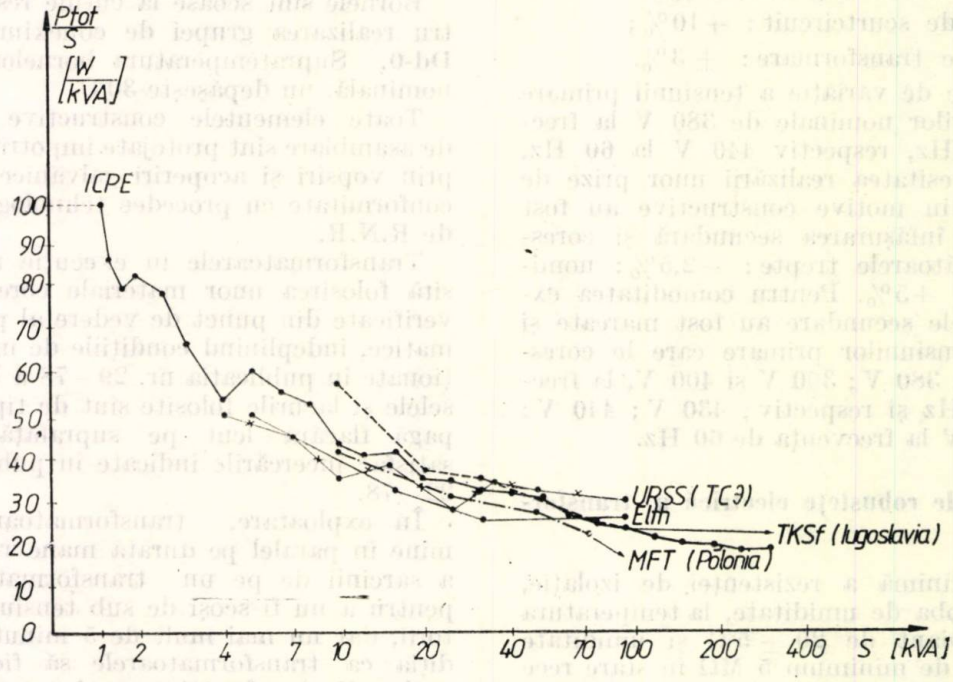


Fig. 3. Pierderile totale specifice ale transformatoarelor navale în comparație cu produse similare.

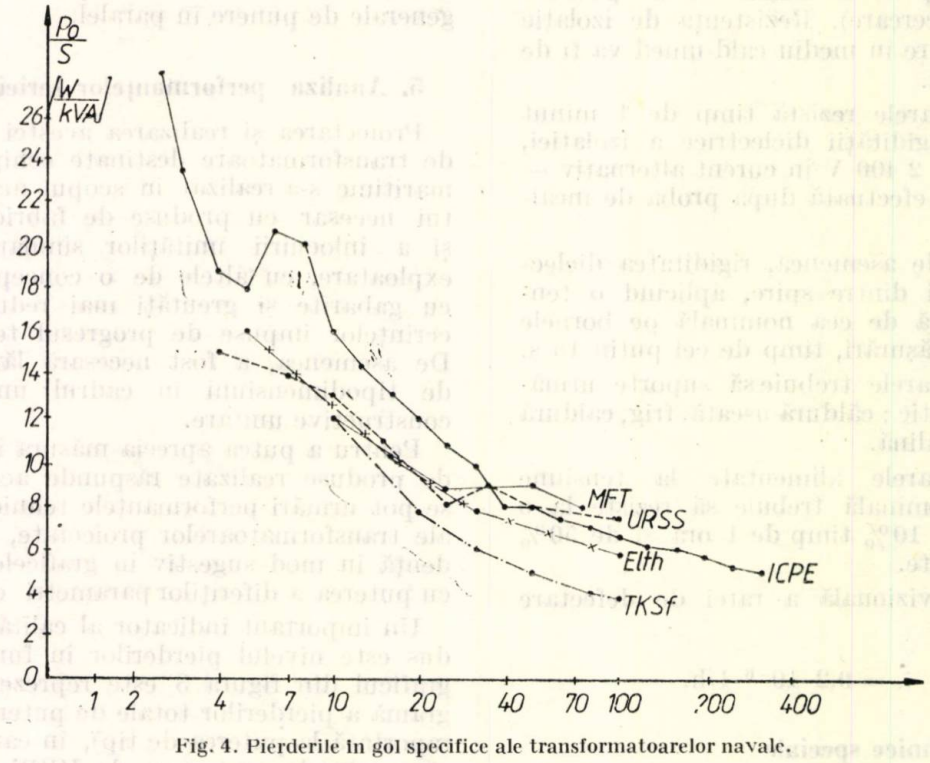


Fig. 4. Pierderile în gol specifice ale transformatoarelor navale.

circuit. Regimul de încărcare a funcționării transformatoarelor motivează acceptarea unui nivel relativ ridicat de pierderi la mersul în gol, compensat de unul scăzut al pierderilor în

joasă în cazul considerării masei totale, a consumului de materiale active și a costului estimativ al acestora (fig. 6, 7 și 8).

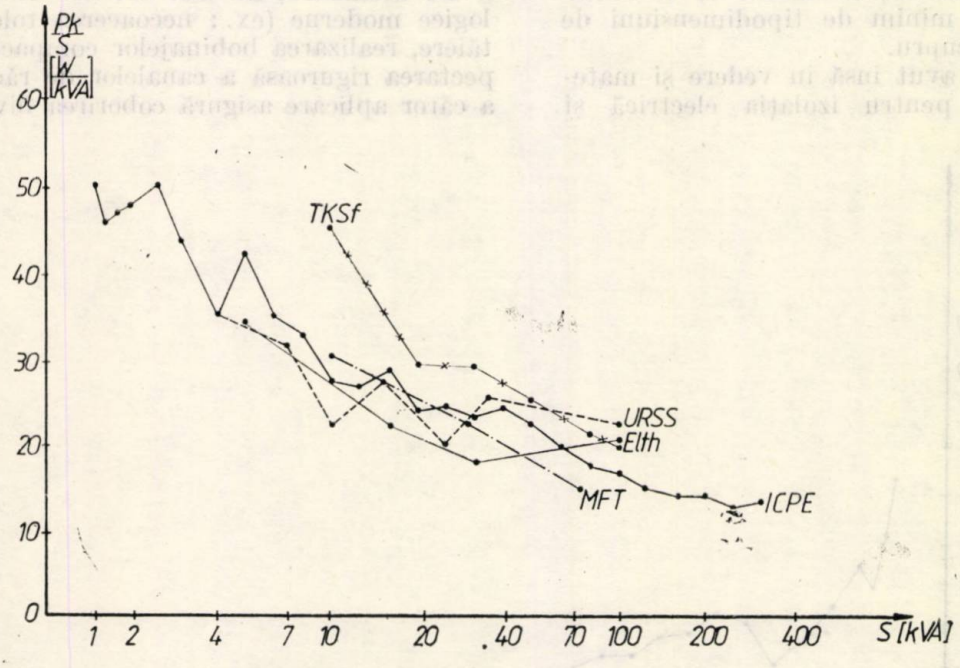


Fig. 5. Pierderile în scurtcircuit specifice ale transformatoarelor navale.

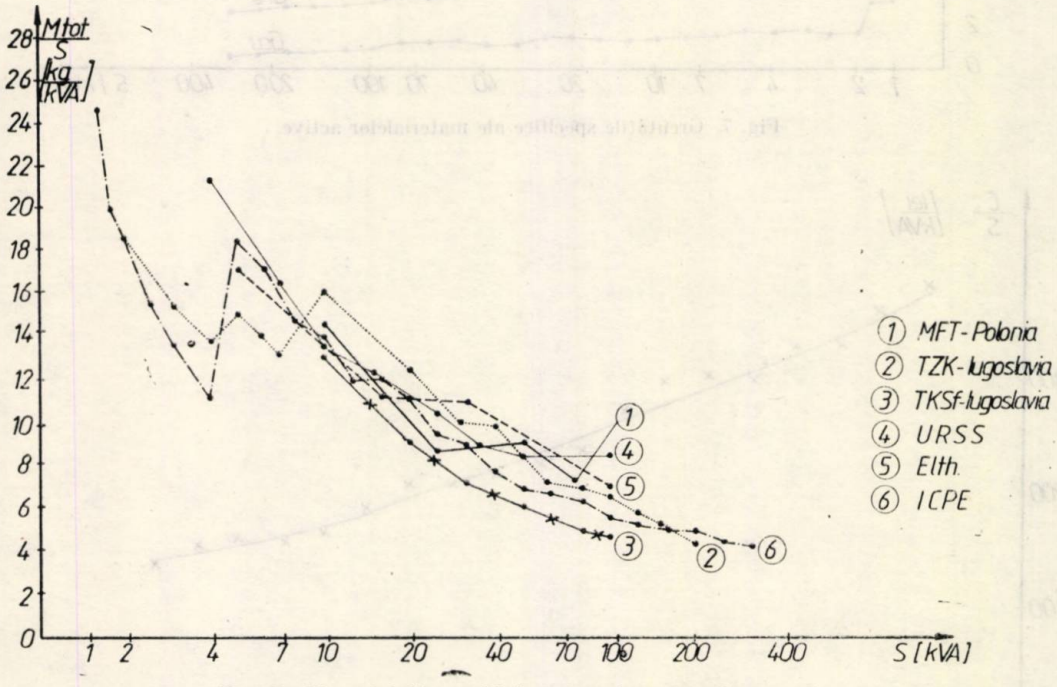


Fig. 6. Masa totală specifică a transformatoarelor navale.

Așa cum s-a specificat, o cerință importantă pentru aceste produse destinate să funcționeze la bordul navelor este o greutate redusă. Din acest punct de vedere transformatoarele concepute de I.C.P.E. au o poziție foarte bună, ceea ce le atestă competitivitatea la o eventuală confruntare cu produsele similare pe piața externă.

În proiectarea seriei unitare de transformatoare s-a avut în vedere în primul rînd reducerea la minimum a consumurilor de materiale active: conductorul de cupru cu izolația respectivă de bună calitate și tabla silicioasă, produse care în cea mai mare parte provin din importuri și a căror economisire este o importantă problemă de nivel național. S-a căutat de asemenea, economisirea acestor materiale prin reducerea pierderilor tehnologice (de exemplu, la tăierea tablei reducîndu-se numărul de lățimi normalizate de tolă), cît și la aprovi-

zionarea cu materiale, utilizîndu-se, de exemplu, un număr minim de tipodimensiuni de conductoare de cupru.

Proiectarea a avut însă în vedere și materialele utilizate pentru izolația electrică și

De asemenea, au fost oferite soluții tehnologice moderne (ex.: necoacerea tolelor după tăiere, realizarea bobinajelor compacte cu respectarea riguroasă a canalelor de răcire etc.), a căror aplicare asigură coborîrea nivelului de

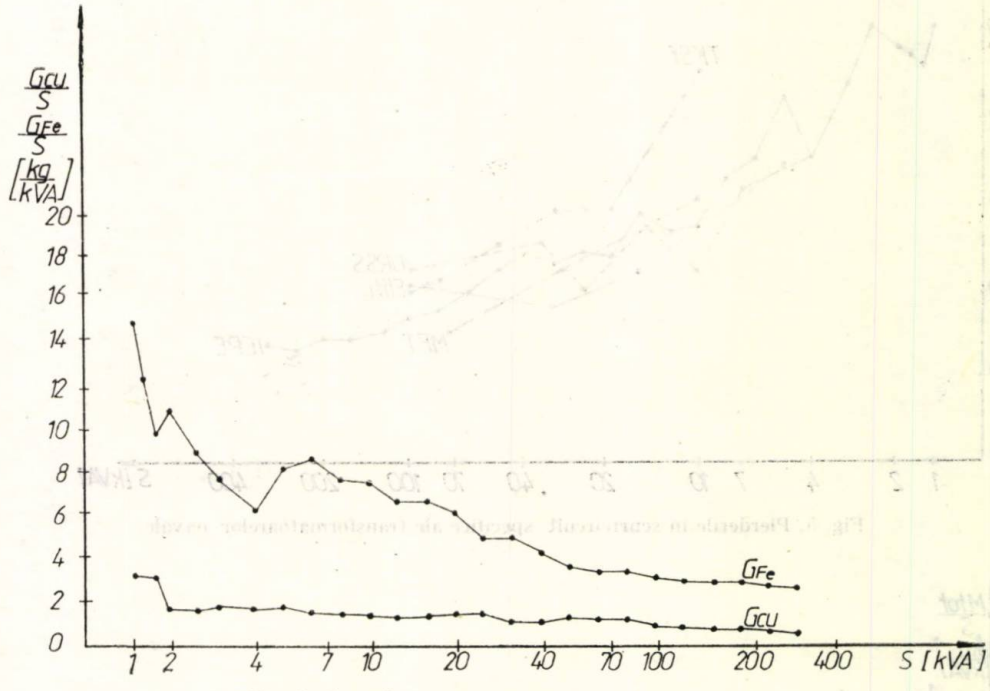


Fig. 7. Greutățile specifice ale materialelor active.

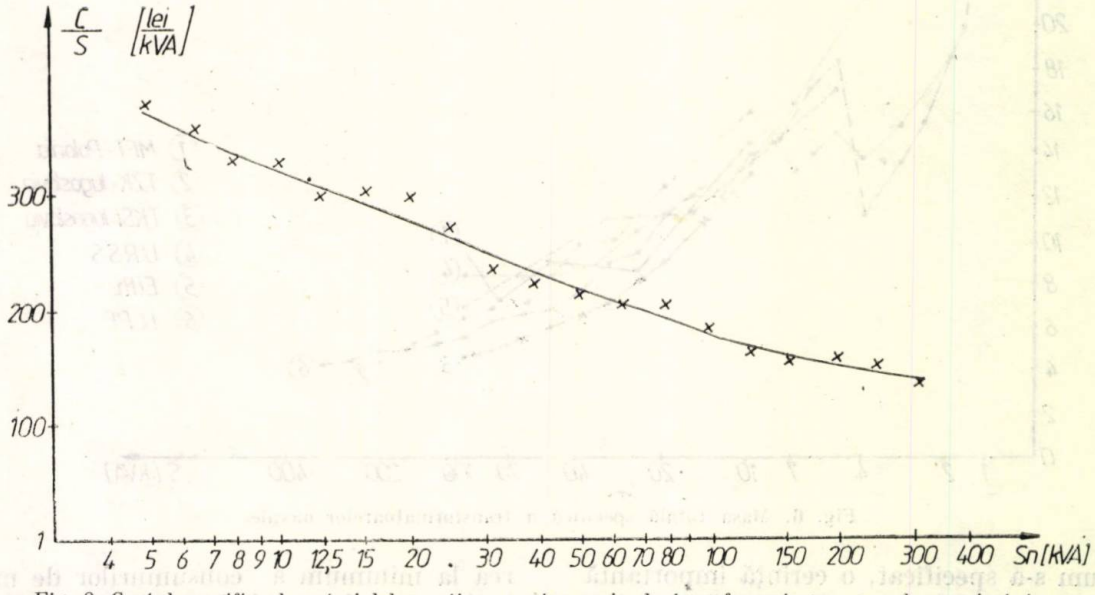


Fig. 8. Costul specific al materialelor active pentru seria de transformatoare navale proiectate.

consolidarea construcției, fiind eliminate supradimensionările inutile, utilizîndu-se repere tipizate și fiind adoptate, în urma unor testări prealabile, noi soluții de consolidare, care nu numai că reduc greutatea produselor, dar le conferă o notă modernă, un aspect comercial.

pierderi de putere la limitele inferioare date de toleranțele acceptate.

6. Concluzii

Realizarea seriei unitare de transformatoare trifazate uscate în construcție navală răspunde,

prin parametrii tehnici obținuți, unor cerințe ale economiei naționale și în același timp satisface o serie de criterii de optim tehnico-economic privind consumul minim de materiale, gabaritul și greutatea reduse, tipizarea subansamblelor.

Bibliografie

[1] *Mereanu, A., Fercău N., Pană Fl.* Direcțiile principale de dezvoltare ale seriilor unitare de transformatoare, autotransformatoare și bobine uscate cu tensiuni sub 1 000 V, Studiu I.C.P.E. București, 1980.

[2] *Jezierski E,* ș.a. Transformatoare electrice. Construcție și proiectare, București, Editura tehnică, 1966.

[3] * * * N.T.R. E 2402/6—82 — Transformatoare trifazate uscate navale cu puteri de la 1 kVA la 315 kVA și tensiuni pînă la 500 V.

[4] * * * Catalog transformatoare uscate — Rade Končar — Iugoslavia.

[5] * * * Catalog transformatoare trifazate uscate — M.F.T. Polonia.

[6] * * * Catalog transformatoare navale — Sudoimport — U.R.S.S.

CZ 621.3.025.3 : 621.3.027.21

SUPRATENSIUNI DE COMUTAȚIE
TRANSFORMATOARE
CONTACTOARE STATICE

Contactoare statice pentru schemele de producere a supratensiunilor de comutație cu ajutorul transformatoarelor

ANDREI MARINESCU* — CRAIOVA

Introducere

Tehnica tradițională de încercare a transformatoarelor de putere și de măsură la supratensiuni de comutație (*STC*) constă în utilizarea generatoarelor de impulsuri Marx prin care se rezolvă cu ușurință toate problemele atunci cînd încercarea se face în laborator [1].

În prezent apare din ce în ce mai frecventă necesitatea încercării transformatoarelor la locul de montaj sau a celor aflate deja în exploatare printr-o metodă care să combine posibilitatea de detectare obiectivă a eventualelor defecte sau scăderi în timp ale nivelului de izolație cu ușurința transportului și comoditatea manipulării echipamentului de încercare. O problemă similară se pune în cazul verificării reparației unui transformator în cadrul organizațiilor de montaj (după decuvare) sau în legătură cu încercarea la locul de montaj a instalațiilor de distribuție capsulate în SF_6 la care transformatoarele de tensiune inductive pot fi folosite pentru încercarea întregii instalații.

Din aceste motive devine atractivă producerea STC prin inducție electromagnetică în transformatorul de încercat fie pentru propria sa încercare fie pentru încercarea instalației capsulate în care este înglobat [2]. Metoda a fost discutată în literatura [3, 4] pentru cazul cînd descărcarea condensatorului acumulator pe înfășurarea de joasă presiune a transformatorului se face printr-un eclator comandat clasic.

Lucrarea de față este consacrată generalizării acestei metode de încercare sub forma unei instalații compacte, ușor transportabile la care funcția eclatorului comandat este preluată de un contactor static (*CS*) cu timp de conducție controlat care permite obținerea unor forme de undă caracteristice.

1. Modificarea formei impulsului STC prin controlul conducției contactorului static

De obicei se consideră că un contactor static este format dintr-un tiristor și o diodă conectată antiparalel, respectiv dintr-un lanț de asemenea elemente în cazul unor tensiuni ridicate, ansamblu care are o comportare similară unui contactor mecanic adică reprezintă un contactor care se menține în conducție indiferent de sensul curentului, un timp mai îndelungat decît durata totală a procesului tranzitoriu din circuitul respectiv.

Se pot obține rezultate noi la utilizarea contactoarelor statice (*CS*) în schemele de producere a *STC* prin inducție electromagnetică, prin alegerea tipului și a timpului de conducție al *CS* utilizat.

În figura 1 sînt sintetizate principalele variante de *CS* experimentate pe un transformator de încercare de 0,5/200 kV 100 kVA

Performanțele schemelor sînt determinate de :

— tipul conducției : contactor static unipolar format dintr-un tiristor (*CSU*) sau contactor static bipolar format dintr-un tiristor și o diodă antiparalel (*CSB*) ;

— timpul de conducție : scurt (*S*) sau lung (*L*). Prin comandă scurtă se înțelege menținerea în conducție pînă la prima trecere prin zero a curentului la *CSU* respectiv pînă la a doua trecere prin zero la *CSB*.

* Dr. ing. *A. Marinescu* — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică-„Electroputere" — Craiova

Elementele de comparaţie luate în consideraţie sînt:

— forma tensiunii induse;

— amplitudinea oscilaţiei inverse, U_{inv};

— durata impulsului la nivelul 0,9 U_{max}, t_{90};

— reproductibilitatea formei impulsurilor succesive.

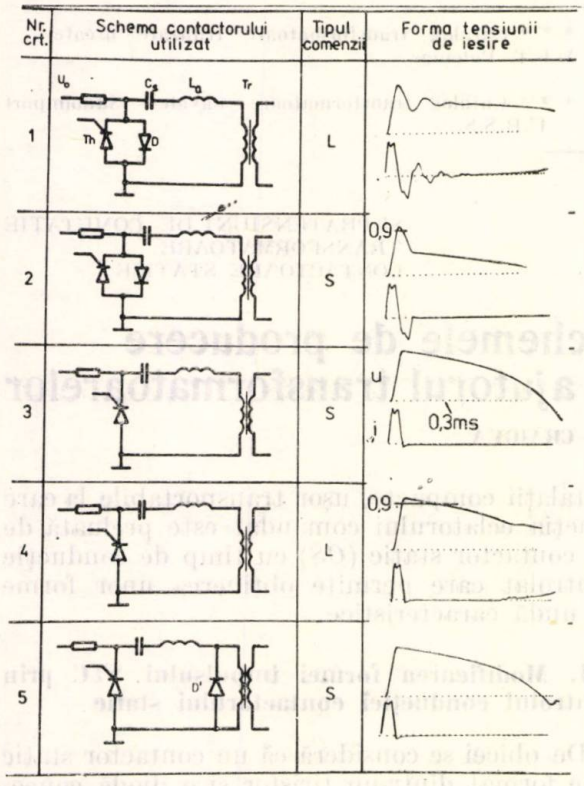


Fig. 1. Variante de contactoare statice.

Pentru fiecare schemă, în figura 1 se prezintă cîte o oscilogramă caracteristică care conţine tensiunea indusă pe partea de înaltă tensiune (cca 300 kV valoare de vîrf) şi curentul prin contactor pentru regimul oscilant amortizat care conduce la un factor de utilizare supraunitar al tensiunii de încărcare. Inductivitatea L_a serveşte pentru reglarea timpului de creştere al impulsului.

Schema 1 — *CS* cu conducţie bipolară şi comandă lungă (*CSB-L*) — reproduce funcţionarea unui comutator mecanic sau a unui eclator comandat aflat în conducţie pînă la terminarea întregului proces tranzitoriu. Această schemă poate fi deci utilizată la simularea STC de tip oscilant amortizat cu ajutorul transformatoarelor de încercare [3] sau a transformatoarelor de putere [4].

Schema 2 — *CS* cu conducţie bipolară şi comandă scurtă (*CSB-S*) — generează aşa numitul „impuls clopot" [2] care serveşte pentru studiul izolaţiei externe unde conturnarea (dacă există) trebuie să aibă loc pînă la atingerea primului maxim al tensiunii aşa că modul de variaţie în continuare al tensiunii nu mai prezintă importanţă.

Schema 3 — *CS* cu conducţie unipolară şi comandă scurtă (*CSU-S*) — permite creşterea însemnată a duratei t_{90} prin modificarea esenţială a formei impulsului de tip $(1 - \cos \omega t)$ generat în schemele 1 şi 2 menţinînd factorul de utilizare ridicat caracteristic acestora. Se obţine astfel un impuls hibrid format dintr-un domeniu de creştere de tipul $(1 - \cos \omega t)$ şi un domeniu de spate cosinusoidal (prima semiundă). Aceasta se datoreşte faptului că după blocarea tiristorului la trecerea prin zero a curentului (maximul tensiunii), condensatorul acumulator C_s este deconectat de la restul schemei, iar transformatorul de încercat devine un oscilator neliniar amortizat format din inductivitatea de magnetizare L_m şi capacitatea echivalentă de sarcină a transformatorului C_e care include capacitatea sarcinii C_L, capacitatea divizorului de tensiune C_d şi capacitatea proprie a transformatorului C_T.

Amplitudinea primei oscilaţii inverse reprezintă în funcţie de amortizarea circuitului $L_m C_e$ valori care pot atinge $0{,}9 U_{max}$. Ea poate fi micşorată prin mijloace care vor fi expuse ulterior.

Schema 4 — *CS* cu conducţie unipolară şi comandă lungă (CSU-L) — prezintă aceleaşi avantaje ca şi schema precedentă cu excepţia distorsiunii care apare pe palierul impulsului, ca urmare a reintrării în conducţie a tiristorului; din acest motiv nu poate fi folosită decît în circuite în care curentul prin *CS* este menţinut pe alte căi, de exemplu în circuitele în care se asigură descărcarea aperiodică a condensatorului acumulator C_s.

Schema 5 — *CS* cu conducţie unipolară, comandă scurtă şi diodă de şuntare (*CSUD-S*) — se deosebeşte de schema 3 prin faptul că dioda *D'* „taie" oscilaţia inversă a tensiunii induse în transformatorul încercat.

Dacă la toate schemele precedente fluxul remanent în circuitul magnetic al transformatorului este $\psi_0 = 0$, aici fluxul remanent este $\psi_0 = +\psi_r$ motiv pentru care durata pînă la prima trecere prin zero a tensiunii (t_0) este mai mică.

Din analiza schemelor prezentate rezultă că la încercarea transformatoarelor se obţin avantaje importante prin utilizarea schemelor 3 şi 5 care utilizează *CSU-S* care au particularitatea că elimină oscilaţiile de pe creasta şi palierul impulsului inerente CSB menţinînd factorul de utilizare supraunitar caracteristic regimului de descărcare oscilant amortizat.

O altă particularitate a schemelor descrise constă în modul de utilizare al tensiunii de încărcare a condensatorului C_s. Dacă se notează cu U_{co} tensiunea reziduală pe C_s după terminarea sau întreruperea procesului de descărcare, cu α amortizarea şi cu ω pulsaţia proprie a circuitului oscilant RLC se obţine:

$$U_{co} \approx 0, \qquad (1)$$

în cazul utilizării contactorului ideal *CSB-L* (schema 1) indiferent de regimul de descărcare;

$$U_{co} = U_0 \exp(-2\pi\alpha/\omega), \quad (2)$$

în cazul *CSB-S* (schema 2) și

$$U_{co} = U_0 \exp(-\pi\alpha/\omega), \quad (3)$$

în cazul *CSU-S* și *CSUD-S* (schemele 3 și 5).

Energia transmisă transformatorului la fiecare impuls este:

$$W = 1/2C_s(U_0 - U_{co})^2, \quad (4)$$

iar timpul de încărcare al condensatorului acumulator (la nivelul 0,9 U_0) este:

$$(t_{inc})_{min} = R_{inc} C_s \ln[10(1 - U_{co}/U_0)]. \quad (5)$$

Ca rezultat schemele care utilizează *CSU-S* transmit sarcinii energii relativ mici (foarte important la încercarea instalațiilor capsulate în SF_6), conduc la timpi de reîncărcare scurți, consum de energie redus și au sensibilitate mare la defecte în izolație.

2. Limitarea oscilației inverse a impulsului de comutație cu CS

În unele aplicații oscilațiile libere ale circuitului $L_m C_e$ nu sînt dorite. Astfel se întîmplă de exemplu, la producerea impulsurilor STC repetate cînd este necesar să se obțină o anumită frecvență de repetiție a impulsurilor.

Metoda clasică constă în utilizarea diodei de șuntare în serie cu o rezistență de amortizare ca în schema 5 din figura 1 cu dezavantajele arătate.

În limbajul folosit în această lucrare dioda de șuntare poate fi considerată un *CS* comandat în tensiune (tensiunea inversă).

O altă soluție constă în utilizarea unui *CS* comandat în timp similar celor descrise mai sus montat ca în figura 2.

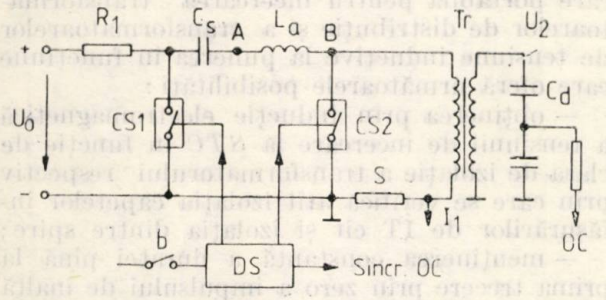


Fig. 2. Circuit pentru limitarea oscilației inverse cu ajutorul *CS*. *CS1*, *CS2* — contactoare statice; *DS* — dispozitiv de comandă și sincronizare; *S* — șunt pentru măsurarea curentului total.

Pentru a fi eficient al doilea *CS* trebuie comandat într-un moment de timp t mult înaintea trecerii naturale prin zero (t_0) respectiv înaintea momentului saturației circuitului magnetic (t_s) (fig. 3a). Aceasta asigură reproductibilitatea impulsurilor succesive care capătă acum o formă trapezoidală ca în figura 3 b.

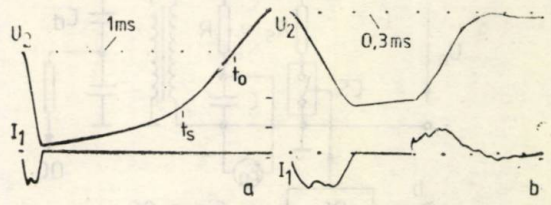


Fig. 3. Comparație între formele impulsurilor *STC*:
a. circuitul de încercare 3 din fig. 1 cu *CSU-S*;
b. circuitul de încercare din fig. 2 cu *CS1* de tip *CSU-S* și *CS2* de tip *CSB-L*.

Al doilea *CS* utilizat este de tipul *CSB-L* dacă descărcarea este oscilant amortizată sau *CSU-L/S* dacă descărcarea este aperiodică sau amortizată critic.

Utilizarea unui triac în calitate de *CSB-L* [5] nu este posibilă datorită limitărilor sale constructive decît la tensiuni și curenți mici.

De remarcat că există două posibilități de montaj ale celui de al doilea *CS*: în punctul *A* sau în punctul *B*. Se preferă amplasarea în punctul *B* deoarece inductivitatea L_a evită autoamorsarea *CS2* prin efect du/dt la închiderea *CS1*. Oricum în lipsa lui L_a, se poate monta în același scop o mică inductivitate în serie cu *CS2*. Montarea *CS2* în punctul *A* este utilă dacă se dorește ca frontul anterior și cel posterior al impulsului să fie aproximativ egale; însă acest lucru nu prezintă interes în TTI.

3. Menținerea constantă indiferent de tensiune a duratei pînă la prima trecere prin zero a impulsului STC

Metoda de încercare la *STC* a transformatoarelor de putere prin care se asigură menținerea constantă a duratei t_0 prin demagnetizare în curent continuu aplicat permanent [6, 7] poate fi utilizată și în cazul încercării acestora prin inducție electromagnetică.

Schema utilizată este dată în figura 4. În afară de elementele cunoscute din figura 1 aici intervine grupul *RC* prin care se transmite permanent curentul continuu de demagnetizare I_d produs de sursa reglabilă de tensiune continuă E_0, $I_d = E_0/R$.

Grupul RC protejează sursa E_0 (de obicei un redresor) de supratensiuni periculoase. Rezistența R trebuie aleasă astfel încît să nu afecteze sensibil forma și amplitudinea impulsului *STC*.

Demagnetizarea în curent continuu aplicat permanent se poate aplica indiferent de tipul

CS utilizat, polaritatea curentului fiind aleasă astfel încît fluxul magnetic în miez să fie de semn contrar celui produs de impulsul util. La limită curentul I_d poate fi egal cu curentul continuu I_s care conduce la saturația circuitu-

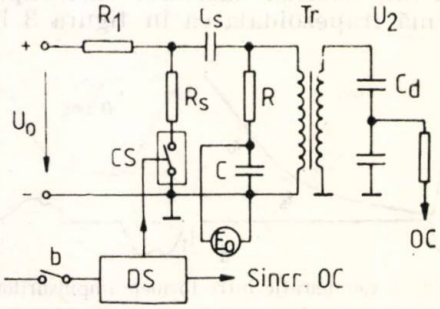


Fig. 4. Producerea *STC* prin inducție electromagnetică în transformatorul de încercat. Impulsuri singulare. (Explicații în text).

lui magnetic. Astfel, indiferent de fluxul remanent la terminarea impulsului util, punctul de funcționare pe caracteristica de magnetizare se deplasează automat într-un punct $\psi_0 = \psi_d$ funcție de curentul de demagnetizare folosit I_d ceea ce asigură creșterea duratei t_0 și reproductibilitatea formei impulsurilor succesive indiferent de tensiune chiar în cazul utilizării *CS* cu diodă de șuntare (*CSUD-S*).

4. Producerea STC repetate cu ajutorul CS

Impulsurile din figura 1 se pot obține și sub forma unor impulsuri repetate pe baza schemei din figura 5.

În afara elementelor comune schemelor din figura 1 aici apar *CS*1 de tip *CSU-S* și inductivitatea L_1 prin care se realizează încărcarea

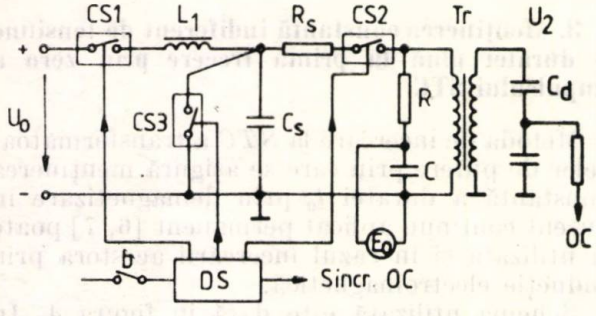


Fig. 5. Producerea *STC* prin inducție electromagnetică în transformatorul de încercat. Impulsuri repetate. (Explicații în text).

rezonantă a condensatorului acumulator C_s. În schemele clasice de încărcare rezonantă [8] în locul *CS* se folosește o diodă deoarece timpul de încărcare al condensatorului acumulator este mult mai mare decît durata impulsului produs. În cazul încercării transformatoarelor la *STC* acest lucru nu se mai întîmplă astfel că se impune separarea celor două circuite în perioada de descărcare [9].

La intrarea în conducție a lui *CS*1, tensiunea U_0 se aplică sub forma unui impuls treaptă circuitului oscilant L_1C_s. După un timp $t_1 = \pi/\Omega$ unde Ω este pulsația proprie a circuitului L_1C_s, curentul prin *CS*1 devine zero, acesta se blochează și C_s este încărcat la tensiunea maximă:

$$U_{cmax} = U_{co} + (U_0 - U_{co})[1 + \exp(-\delta\pi/\Omega)] \approx \approx 2U_0 - U_{co}, \quad (6)$$

pentru amortizăti δ mici ale circuitului oscilant. Acest rezultat este foarte important [2]. El arată că dacă în figura 5, *CS*2 este de tipul *CSU-S* sau *CSB-S* pentru care U_{co} rezultă din relațiile (2) sau (3), mărirea tensiunii de încărcare impune descărcarea lui C_s înaintea fiecărei noi încărcări.

În acest scop este prevăzut *CS*3 de tipul *CSU-S* în serie cu o rezistență dimensionată astfel încît să se obțină o descărcare aperiodică sau amortizată critic.

Rezultă că generatorul de impulsuri *STC* repetate cu încărcare rezonantă trebuie să conțină trei *CS*, două în circuitul de încărcare (*CS*1, *CS*3) și unul în circuitul de descărcare (*CS*2).

Încercarea unui astfel de generator pentru încercarea transformatoarelor de măsură și a instalațiilor capsulate în SF_6 la o frecvență de repetiție a impulsurilor $F = 5$ Hz cu $U_{cmax} = 0{,}5$ kV și $C_s = 3\,000$ μF conduce la următorii parametri energetici:

— puterea absorbită de la rețea 7,5 kW;
— randamentul 92%.

Utilizarea acestei metode de încercare cu impulsuri repetate a condus la rezultate interesante în special în legătură cu detectarea *DP* care apar în aceste condiții și cu posibilitățile de echivalare dintre solicitarea izolației cu impulsuri *STC* repetate și cu impulsuri *STC* suprapuse tensiunii alternative [10]. Aceste rezultate formează însă obiectul unei alte lucrări.

5. Exemplu de aplicație

Circuitul fundamental din figura 4 a fost utilizat pentru a realiza o instalație de încercare portabilă pentru încercarea transformatoarelor de distribuție și a transformatoarelor de tensiune inductive la punerea în funcțiune care oferă următoarele posibilități:

— obținerea prin inducție electromagnetică a tensiunii de încercare la *STC* în funcție de clasa de izolație a transformatorului respectiv prin care se verifică atît izolația capetelor înfășurărilor de IT cît și izolația dintre spire;
— menținerea constantă a duratei pînă la prima trecere prin zero a impulsului de înaltă tensiune indiferent de amplitudinea tensiunii;
— posibilitatea de detectare a defectelor de izolație prin oscilografierea tensiunii induse;

oscilograful folosit este un aparat obișnuit pentru electronică industrială.

Dispozitivul este înglobat într-o cutie cu volumul de 0,04 dm³ care cîntărește 15 kg și conține toate elementele de comandă și reglaj cu excepția condensatorului acumulator C_s care este realizat ca o unitate separată dintr-o baterie de condensatoare electrolitice obișnuite legate în serie sau în paralel în funcție de energia și tensiunea necesară. Contactorul static este universal: el poate lucra atît ca *CSB*, cît și ca *CSU* în ambele cazuri cu comandă scurtă sau lungă asigurată de dispozitivul de comandă și sincronizare *DS*.

Sînt prevăzute cinci tiristoare de tip obișnuit cu tensiunea de lucru de 1,5 kV și curentul nominal de 300 A, legate în serie; astfel este posibil să se comute în regim de impulsuri singulare curenți pînă la 1,5 kA la o tensiune de 7,5 kV. Numărul de tiristoare în serie, cît și polaritatea tensiunii de încercare pot fi, de asemenea, modificate.

În figura 6 se prezintă oscilogramele de la încercarea unui transformator trifazat de 630 kVA/10/0,4 kV.

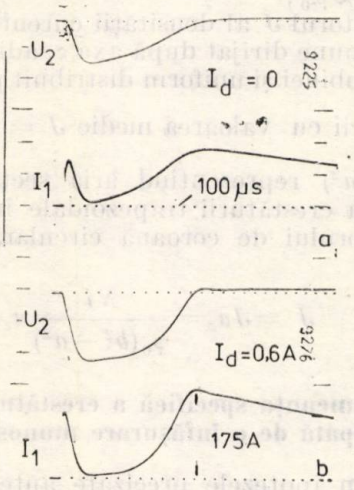


Fig. 6. Oscilograme de la încercarea la *STC* a unui transformator de distribuție de 630 kVA 10/0,4 kV Dyo-5. Descărcare aperiodică a lui C_s. Circuitul de încercare din fig. 4 cu *CS* de tip *CSU-L*;
a. $U_2 = 40$ kV; b. $U_2 = 60$ kV

Încercarea a fost făcută la cererea beneficiarului în regim de descărcare aperiodică a capacității C_s cu *CS* în regim *CSU-L* pentru a obține rezultate comparabile cu încercarea făcută în laborator cu tensiune aplicată de la generatorul de impuls.

Saltul de curent inițial se datorează încărcării capacității proprii a transformatorului iar al doilea salt se datorează saturației circuitului magnetic. Circuitul de demagnetizare în curent continuu a rămas cuplat la ambele oscilograme și alegerea curentului s-a făcut astfel încît la cele două tensiuni să se obțină același $t_0 = 1140$ μs. Timpul de creștere este 180 μs iar t_{90} este 380 μs. În regim de descărcare oscilant amortizat cu aparatul prezentat s-au putut încerca transformatoare de putere pînă la 40 MVA cu tensiunea nominală a înfășurării de JT de 6 kV.

6. Concluzii

1. Utilizarea transformatoarelor ca generatoare de impulsuri de comutație pentru propria încercare, pentru încercarea altor echipamente, sau pentru încercarea celulelor capsulate, în care sînt înglobate, a devenit o metodă foarte răspîndită atît în laborator, cît și la locul de montaj.

2. Înlocuirea eclatoarelor comandate clasice prin contactoare statice permite obținerea unor impulsuri de încercare a căror formă depinde de tipul de conducție (unilaterală-bilaterală) și de timpul de menținere în conducție (lung sau scurt în raport cu timpul pînă la prima trecere prin zero a curentului) al *CS*. O largă utilizare se prevede pentru *CSU-S* prin care se elimină oscilațiile de pe creasta sau palierul impulsului odată cu creșterea însemnată a duratei t_{90}.

3. Aceleași tipuri de *CS* se pot utiliza și pentru limitarea oscilației inverse, producerea impulsurilor de comutație repetate cît și pentru producerea impulsurilor de comutație suprapuse peste tensiunea alternativă.

4. Facilitățile oferite de *CS* (comandă sigură și eficientă, perturbații electromagnetice reduse etc.) în combinație cu metoda de menținere a duratei pînă la prima trecere prin zero, indiferent de tensiune printr-un curent continuu aplicat permanent, conduc la realizarea unor instalații de încercare compacte, ușor transportabile și comod de manevrat.

Bibliografie

[1] *Feser, K.* Probleme bei der Erzeugung hoher Schaltstosspannungen im Prüffeld. In: Bull SEV 1974, 65, 7, 469—508.

[2] *Marinescu, A.* Procese tranzitorii în circuite neliniare cuplate magnetic. Teză de doctorat IPB 1977.

[3] *Thione, L., Kucera, J., Weck, K. H.* Switching impulse generation techniques using high voltage testing transformers. Electra 1975 43, 33—72.

[4] *Thione, L., Spinelli, A., Bossi, A., Sesto, E., Sigaudi, G., Babare, A.* Switching impulse tests of EHV and UHV Transformers. In: TIEEE on PAS, **PAS-99**, 1980, 2, 779—789.

[5] *Wehinger, H.* Ausgleichsvorgänge in Prüftransformatoren bei der Erzeugung von Schaltstosspannungen. Dissertation. TU Braunschweig 1977.

[6] *Marinescu, A.* Power transformer switching impulse test method using *DC* simultaneous demagnetization of magnetic core. In: Proc. ISH-79 Milan Paper 41.02.

[7] *Marinescu, A., Toma, G.* Romanian experience in the domain of the switching impulse test of the power transformers. CIGRÉ-Session Paris 1980, Paper 12—10.

[8] *Glasoe, G. N., Lebacqz, I. V.* Pulse Generators. New-York McGraw Hill. 1948.

[9] *Marinescu, A., Gaber, E.* Simularea supratensiunilor de comutație repetate cu ajutorul transformatoarelor de înaltă tensiune In: Comunicări tehnice, „Electroputere", 1978, 8, 1—5.

[10] *Cesari, S., Yakov, S.* Switching surge response of transformer insulation designed on the basis of power frequency PD inception volt-time curves. In: TIEEE on PAS, PAS-100, 7, 1981, 3263—3273.

CZ 621.313.001.10

MAȘINI ELECTRICE
PERMEANȚA DE DISPERSIE

Permeanța specifică a crestăturii trapezoidale

IOAN ADRIAN VIOREL, MIRCEA M. RĂDULESCU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În teoria și proiectarea mașinilor electrice prezintă o importanță deosebită determinarea cît mai exactă a parametrilor electromagnetici ai acestora, adică a rezistențelor și inductivităților principale și de dispersie. Calculul inductivității de dispersie a crestăturii se efectuează prin intermediul permeanței specifice [1, 2, 5] reprezentînd coeficientul permeanței fluxului magnetic de dispersie pe unitatea de lungime a spirei înfășurării din crestătură, prin urmare o funcție de dimensiunile geometrice ale domeniului cîmpului magnetic de dispersie al crestăturii și de distribuția conductoarelor înfășurării.

În lucrare, se determină permeanța specifică a unei crestături deschise de formă trapezoidală, ocupată de conductoarele laturii de bobină a unei înfășurări monostrat. Calculul se bazează pe următoarele ipoteze:

— secțiunea trapezoidală a crestăturii se aproximează cu un sector de coroană circulară, definit într-un sistem de coordonate cilindrice (r, φ, z) prin razele b, a $(b > a)$ și deschiderea unghiulară $2\varphi_0$ (fig. 1);

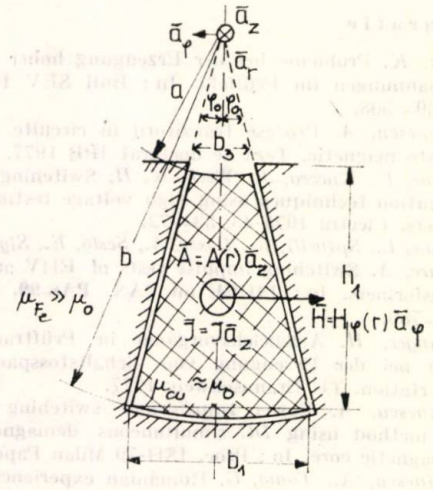


Fig. 1. Crestătură deschisă trapezoidală ocupată de o înfășurare monostrat.

— crestătura este decupată într-un material feromagnetic nesaturat de permeabilitate $\mu \gg \mu_0$, în care cîmpul magnetic de dispersie este neglijabil;

— întrucît lungimea l (considerată după axa z) a laturii de bobină este mult superioară dimensiunilor transversale ale crestăturii, cîmpul magnetic de dispersie $\bar{H}$ al crestăturii se presupune plan-paralel, direcționat după axa φ și funcție numai de coordonata radială r a sistemului de referință cilindric, adică:

$$\bar{H} = H_\varphi(r)\,\bar{a}_\varphi; \tag{1}$$

— se admite, inițial, că întreaga secțiune a crestăturii deschise este ocupată de cele N spire ale laturii de bobină, legate în serie și parcurse de curentul i, astfel încît mediul crestăturii se poate considera conductor, liniar, izotrop, omogen și nemagnetic, de permeabilitate $\mu_{Cu} \approx \mu_0$;

— vectorul $\bar{J}$ al densității curentului electric se presupune dirijat după axa z, adică în lungul firelor bobinei și uniform distribuit pe secțiunea crestăturii cu valoarea medie $J = \dfrac{Ni}{\varphi_0(b^2 - a^2)}$, $\varphi_0(b^2 - a^2)$ reprezentînd aria secțiunii transversale a crestăturii trapezoidale în aproximația sectorului de coroană circulară, așadar:

$$\bar{J} = J\bar{a}_z = \frac{Ni}{\varphi_0(b^2 - a^2)}\,\bar{a}_z; \tag{2}$$

1. Permeanța specifică a crestăturii trapezoidale ocupată de o înfășurare monostrat

1.1. În ipotezele precizate anterior, potențialul magnetic vector $\bar{A}$ al cîmpului magnetic de dispersie al crestăturii trapezoidale se consideră variabil, ca și $\bar{H}$, numai în raport cu r și dirijat ca și $\bar{J}$, în lungul axei z, adică:

$$\bar{A} = A(r)\,\bar{a}_z. \tag{3}$$

Ecuația sa vectorială:

$$\Delta\bar{A} = -\mu_0\bar{J}, \tag{4}$$

degenerează, astfel, în ecuația Poisson scalară:

$$\Delta A(r) = -\mu_0 J, \tag{5}$$

care, în coordonatele cilindrice considerate, se scrie dezvoltat:

$$\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left(r\frac{dA}{dr}\right) = -\mu_0 J. \tag{6}$$

* *I. A. Viorel, M. M. Rădulescu* — Institutul politehnic — Cluj-Napoca

Prin integrare de două ori, se obține soluția generală a ecuației diferențiale (6) în forma:

$$A(r) = -\mu_0 J \frac{r^2}{4} + C_1 \ln r + C_2, \quad (7)$$

C_1, C_2 fiind constante de integrare. Constanta C_1 se poate determina din condiția de frontieră:

$$H_\varphi(b) = 0, \quad (8)$$

valabilă în ipoteza cîmpului magnetic de dispersie nul în mediul feromagnetic din afara crestăturii. Într-adevăr, din (2) și conform relației de definiție a potențialului magnetic vector $\bar{A}$:

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \bar{A} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{dA(r)}{dr} \bar{a}_\varphi, \quad (9)$$

rezultă pentru intensitatea cîmpului magnetic de dispersie, expresia:

$$H_\varphi(r) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{dA(r)}{dr}. \quad (10)$$

Prin urmare, condiția (8) este echivalentă cu:

$$\left.\frac{dA}{dr}\right|_{r=b} = 0. \quad (11)$$

Din relațiile (7), (10) și (11) rezultă, acum, imediat:

$$C_1 = \mu_0 \frac{Jb^2}{2}, \quad (12)$$

$$H_\varphi(r) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{dA}{dr} = \frac{J}{2}\left(r - \frac{b^2}{r}\right). \quad (13)$$

Ținînd seama de definiția energetică a permeanței, respectiv inductivității de dispersie a crestăturii:

$$L_d = \frac{2W_{md}}{i^2} = \frac{1}{i^2} \int_v \mu_0 H_\varphi^2 \, dv, \quad (14)$$

permeanța specifică λ_d a crestăturii trapezoidale obține expresia de calcul:

$$\lambda_d = \frac{L_d}{\mu_0 l N^2} = \frac{1}{l(Ni)^2} \int_a^b H_\varphi^2 2\varphi_0 l r dr =$$

$$= \frac{2\varphi_0}{(Ni)^2} \int_a^b \left[\frac{J}{2}\left(r - \frac{b^2}{r}\right)\right]^2 r \, dr =$$

$$= \frac{b^4 \ln\frac{b}{a} - \frac{a^4}{4} - \frac{3}{4}b^2 + a^2 b^2}{2\varphi_0 (b^2 - a^2)^2} =$$

$$= \frac{\ln\frac{1}{c} - \frac{1}{2}(1 - c^2)^2 - \frac{1}{4}(1 - c^4)}{2(1 - c^2)^2 \operatorname{arctg}\frac{b_1}{2h_1}(1 - c)}, \quad (15)$$

unde s-a ținut seama, conform fig. 1, că $dv = 2\varphi_0 l r \, dr$ cu $\varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{b_1 - b_3}{2h_1}$, în aproximarea arcelor de cerc prin coardele corespunzătoare și unde s-a introdus notația:

$$c = \frac{a}{b} = \frac{b_3}{b_1}. \quad (16)$$

1.2. În cazul unei crestături deschise de formă trapez invers, ocupată de o înfășurare monostrat (fig. 2), ecuația Poisson (6) împreună

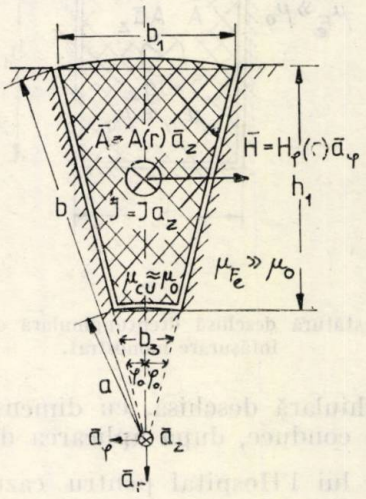


Fig. 2. Crestătură trapez invers ocupată de o înfășurare monostrat.

cu soluția ei generală (7) rămîn valabile, dar condiția de frontieră (11) se transformă în:

$$H_\varphi(a) = 0, \text{ adică } \left.\frac{dA}{dr}\right|_{r=a} = 0. \quad (17)$$

Analog cazului anterior, se obține:

$$C_1 = \mu_0 \frac{Ja^2}{2} \quad (18)$$

și:

$$H_\varphi(r) = \frac{J}{2}\left(r - \frac{a^2}{r}\right). \quad (19)$$

Urmează că permeanța specifică λ'_d a crestăturii trapez invers are expresia de calcul:

$$\lambda'_d = \frac{2\varphi_0}{(Ni)^2}\int_a^b \left[\frac{J}{2}\left(r - \frac{a^2}{r}\right)\right]^2 rdr =$$

$$= \frac{c^4 \ln\frac{1}{c} + \frac{1}{2}(1-c^2)^2 - \frac{1}{4}(1-c^4)}{2(1-c^2)^2 \operatorname{arc\,tg}\frac{b_1}{2h_1}(1-c)}, \tag{20}$$

în care s-a menținut semnificația notației anterioare (16).

1.3. Se observă, că oricare dintre expresiile (15) sau (20), prin procesul de limită $c \to 1$ (corespunzător degenerării crestăturii trapezoidale, respectiv trapez invers, într-o crestătură

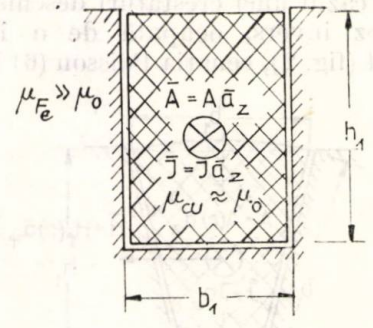


Fig. 3. Crestătură deschisă dreptunghiulară ocupată de o înfășurare monostrat.

dreptunghiulară deschisă, cu dimensiunile din figura 3) conduce, după aplicarea de două ori a regulii lui l'Hospital pentru cazul $\frac{0}{0}$, la formula de calcul cunoscută a permeanței specifice a crestăturii dreptunghiulare deschise:

$$\lambda''_d = \lim_{c\to 1} \lambda_d = \lim_{c\to 1} \lambda'_d = \frac{h_1}{3b_1}. \tag{21}$$

2. Permeanța specifică a crestăturii trapezoidale ocupate de o înfășurare monostrat și de pană

În acest caz, ecuația potențialului magnetic vector $\bar{A}^{\mathrm{I}}$ în zona I conductoare, delimitată prin razele a și b (fig. 4), fiind identică cu (5), cîmpul magnetic de dispersie H^{I}_{φ} al părții de crestătură ocupată de înfășurare are o expresie analogă cu (13):

$$H^{\mathrm{I}}_{\varphi}(r) = \frac{J^{\mathrm{I}}}{2}\left(r - \frac{b^2}{r}\right), \tag{22}$$

unde $J^{\mathrm{I}} = \frac{Ni}{\varphi_0(b^2-a^2)}$, iar în zona II de pană, delimitată de razele d și a, $J^{\mathrm{II}} = 0$, $\mu^{\mathrm{II}} = \mu_0$ și ecuația diferențială a lui $\bar{A}^{\mathrm{II}}$ este de tip Laplace:

$$\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left(r\frac{dA^{\mathrm{II}}}{dr}\right) = 0, \tag{23}$$

cu soluția generală:

$$A^{\mathrm{II}}(r) = K_1 \ln r + K_2. \tag{24}$$

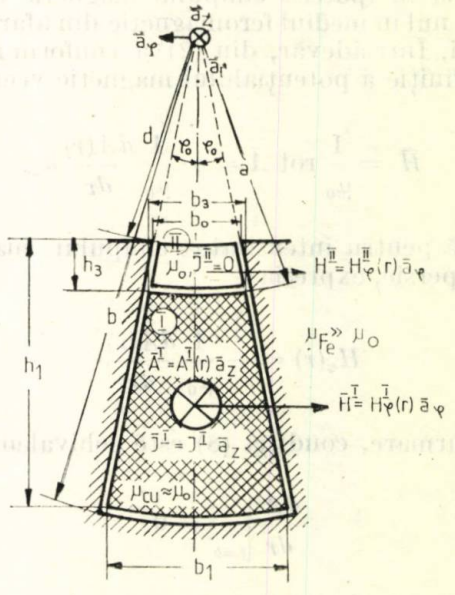


Fig. 4. Crestătură deschisă trapezoidală ocupată de o înfășurare monostrat și de pană.

Pentru determinarea constantei de integrare K_1 se consideră condiția de trecere la interfața celor două zone I și II ale crestăturii:

$$\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{dA^{\mathrm{I}}}{dr}\right)_{r=a} = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{dA^{\mathrm{II}}}{dr}\right)_{r=a}, \tag{25}$$

adică:

$$\frac{\mu_0 J^{\mathrm{I}}}{2}\left(\frac{b^2}{a} - a\right) = \frac{K_1}{a}.$$

Așadar:

$$K_1 = \mu_0 \frac{J}{2}(b^2 - a^2) = \mu_0 \frac{Ni}{2\varphi_0}, \tag{26}$$

$$H^{\mathrm{II}}_{\varphi}(r) = -\frac{1}{\mu_0}\frac{dA^{\mathrm{II}}}{dr} = -\frac{Ni}{2\varphi_0 r}. \tag{27}$$

Permeanța specifică λ'''_d a crestăturii trapezoidale ocupate de o înfășurare monostrat și de pană, rezultă, astfel:

$$\lambda'''_d = \frac{2\varphi_0}{(Ni)^2}\left[\int_a^b H^{\mathrm{I}2}_{\varphi} rdr + \int_d^a H^{\mathrm{II}2}_{\varphi} rdr\right] =$$

$$= \frac{2\varphi_0}{(Ni)^2}\left\{\int_a^b\left[\frac{J^1}{2}\left(r-\frac{b^2}{r}\right)\right]^2 r\,dr+\int_d^a\left(\frac{Ni}{2\varphi_0}\right)^2\frac{dr}{r}\right\}=$$

$$= \frac{\ln\frac{1}{c}-\frac{1}{2}(1-c^2)^2-\frac{1}{4}(1-c^4)}{2(1-c^2)^2\operatorname{arctg}\frac{b_1}{2h_1}(1-c)}+$$

$$+\frac{1}{2\varphi_0}\ln\frac{b_3}{b_0}=\lambda_d+\lambda_d^*, \qquad (28)$$

unde s-a păstrat notaţia (16) şi s-a ţinut seama că: $a/d = b_3/b_0$ (conform fig. 4) şi $\varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{b_3-b_0}{2h_3}$. În relaţia (28) s-a evidenţiat permeanţa specifică λ_d a părţii din crestătură ocupată de înfăşurarea monostrat şi permeanţa specifică λ_d^* a părţii din crestătură ocupată de pană.

3. Concluzii

În literatura de specialitate, există numeroase relaţii de calcul al permeanţei specifice a crestăturii trapezoidale. Dintre acestea, pentru comparaţie, s-au considerat relaţiile similare din [2, 5], prezentate în tabelul 1.

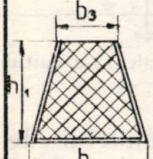
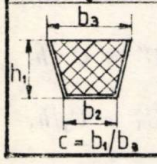
Valorile calculate cu relaţia (15) din lucrarea de faţă, pentru raportul $h_1/b_1 = 2$, sînt date în tabelul 2, comparativ cu valorile obţinute cu relaţia (30) din [2].

În tabelul 3, se compară valorile pentru λ_d^* a porţiunii de crestătură ocupată de pană, calculate conform (28), cu valorile indicate în [1] pentru $\varphi_0 = \frac{\pi}{3}$

Comparaţiile anterioare evidenţiază faptul că valorile obţinute cu relaţiile de calcul determinate în lucrare sînt uşor superioare celor uzuale, diferenţa în valoare absolută mărindu-se odată cu creşterea raportului dintre bazele trapezului considerat. Rezultatul rămîne valabil şi pentru crestătura de formă trapez invers [7].

În concluzie, expresiile de calcul al permeanţei specifice a crestăturii trapezoidale deduse în lucrare sînt suficient de simple şi, totodată, de precise pentru a fi utilizate în calculul şi proiectarea maşinilor electrice.

Tabelul 1

crestătura	PERMEANŢA SPECIFICĂ
	$\lambda_d = \frac{h_1/b_1}{(1+c)^2}\left[1+\frac{\ln(1/c)}{(1-c)^3}-\frac{1}{(1-c)^2}-\frac{1}{2(1-c)}-\frac{1-c}{4}\right]$ (29), [5]
	$\lambda_d = \frac{h_1}{3b_e}$ $b_e = b_3+(b_1-b_3)\left[\frac{4}{3}\frac{(1-c^2)^2}{(c^2-1)(3-c^2)-4\ln c}-\frac{c}{1-c}\right]$ (30), [2]
	$\lambda'_d = \frac{h_1}{3b_e}$ $b_e = b_3+(b_1-b_3)\left[\frac{1}{1-c}-\frac{4}{3}\frac{(1-c^2)^2}{(1-c^2)(1-3c^2)-4c^2\ln c}\right]$ (31), [2]

Tabelul 2

	b_1/b_3	1,25	1,67	2	2,5
λ_d	rel. (15)	0,8297	1,0830	1,2689	1,5225
	rel. (30), [2]	0,8290	1,0794	1,2624	1,5112

Tabelul 3

	b_3/b_0	2	3	4	6	8
λ_d^*	rel. (28)	0,331	0,524	0,661	0,855	0,993
	după [1]	0,289	0,479	0,615	0,809	0,945

Bibliografie

[1] *Danilevici, I. B.*, ş.a. Parametrii maşinilor de curent alternativ (trad. din limba rusă), Editura tehnică, Bucureşti, 1968.

[2] *Dordea, T.* Influenţa efectului de refulare asupra parametrilor conductoarelor în formă de pană plasate în crestături. A III-a Conferinţă a electricienilor, secţia VI, Bucureşti, sept. 1972.

[3] *Fetiţă, I.* Teză de doctorat, Institutul politehnic — Timişoara, 1978.

[4] *Răduleţ, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme, **Vol, I.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1970.

[5] *Schuisky, W.* Berechnung elektrischer Maschinen, Wien, Springer Verlag, 1960.

[6] *Ţugulea, A.* Reactanţa de dispersie şi rezistenţa în curent alternativ a laturilor de bobină situate în crestături eliptice. În: St. cerc. energ. electr., 16, nr. 2, 1966, p. 221—235.

[7] *Viorel, I. A.* Teză de doctorat, Institutul Politehnic Timişoara, 1978.

CZ 621.315.623

Asupra determinării repartiției tensiunii înalte pe lanțuri de izolatoare de 750 kV

PETRE TUȘALIU, TATIANA BĂLĂȘOIU, VIRGINIA TUȘALIU* — CRAIOVA

Introducere

Fiabilitatea aparatelor electrice la înaltă tensiune depinde foarte mult de comportarea izolației electrice la diversele solicitări care pot apare în exploatare.

În condițiile utilizării tensiunilor înalte și foarte înalte în transportul energiei electrice (400 kV, 750 kV) se impune cunoașterea cît mai exactă a repartiției tensiunii pe lanțul de izolatoare utilizat în construcția E.E.A., și aceasta deoarece solicitarea electrică neuniformă, conduce în funcție de severitatea solicitării, fie la scăderea mai rapidă în timp a proprietăților electrice, fie la avarierea imediată a lanțului electroizolant.

Apariția neuniformităților în repartiția tensiunii pe un lanț de izolatoare (capacități) este cauzată de utilizarea inerentă a armăturilor metalice care introduc capacități parazite față de pămînt și față de conductor.

Cum pentru o dimensionare fiabilă a elementelor electroizolante se impune o determinare riguroasă a repartiției tensiunilor înalte, în cadrul lucrării sînt prezentate două metode analitice, privind calculul solicitărilor, precum și rezultatele experimentale obținute pe un model fizic realizat în cadrul laboratorului de aparate electrice al Facultății de electrotehnică din Craiova.

Cu cît tensiunea de lucru este mai mare, cu atît crește lungimea lanțului de izolatoare și gradul de neuniformitate în repartiția tensiunii. Egalizarea tensiunii pe elementele lanțului se face utilizînd armături de protecție care au, în cazul tensiunilor foarte înalte, forme relativ complicate (față de cazul tensiunilor joase).

1. Calculul analitic al repartiției tensiunii de-a lungul lanțului de capacități

1.1. Metoda utilizării ecuațiilor telegrafiștilor

Schema echivalentă a lanțului de izolatoare este reprezentată în figura 1, în care :

C este capacitatea internă a izolatoarelor;
C_1 — capacitatea parazită față de pămînt;
C_2 — capacitatea parazită față de conductor;

Considerînd că valorile mărimilor concentrate C, C_1, C_2 sînt constante de-a lungul lanțului, (în realitate C_2 crește de-a lungul lanțului pe măsură ce scade distanța față de conductor, depinzînd foarte mult de secțiunea, configurația și amplasarea conductoarelor suspendate de lanțul respectiv și de lanțurile vecine, iar C_1 crește, de asemenea, pe măsură ce scade

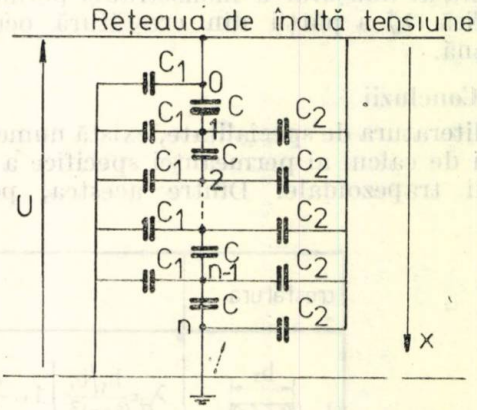


Fig. 1. Schema echivalentă a lanțului de izolatoare.

distanța față de punctul de potențial nul [3]), se pot înlocui prin mărimi uniform distribuite [4], notînd, pentru unitatea de lungime :

$$C' = C \cdot h,$$
$$C'_1 = C_1/h, \qquad (1)$$
$$C'_2 = C_2/h,$$

în care h este înălțimea constructivă a elementului izolator. Aplicînd ecuațiile telegrafiștilor și rezolvînd în raport cu tensiunea se obține ecuația repartiției potențialelor în lungul lanțului de izolatoare (valoarea tensiunii în punctul aflat la distața x față de conductor) :

$$U_x = \frac{U}{C'_1+C'_2}\left[C'_2 + C'_1\frac{\operatorname{sh} a_1 x}{\operatorname{sh} a_1 l} - C'_2\frac{\operatorname{sh} a_1(l-x)}{\operatorname{sh} a_1 l}\right], \qquad (2)$$

în care :

$$a_1 = \sqrt{\frac{C'_1 + C'_2}{C'}}.$$

* *Petre Tușaliu* — Fac. de electrotehnică — Universitatea Craiova; *Tatiana Bălășoiu* — I.U.G. — Craiova; *Virginia Tușaliu* — Liceul energetic — Craiova.

Evident, tensiunea la distanța $x = k \cdot h$.

$$U = \frac{U_0}{(C_1 + C_2)\,\mathrm{sh}\, a \cdot n} \cdot$$

$$\cdot \{C_1\,\mathrm{sh}\, ak + C_2\,[\mathrm{sh}\, a \cdot n - \mathrm{sh}\, a(n-k)]\}. \quad (2')$$

Particularizînd, căderea de tensiune pe un izolator situat la distanța s față de extremitatea legată la conductor a lanțului, va fi:

$$(\Delta U)_s = U_{s+h} - U_h = \frac{U}{C_1' + C_2'} \cdot$$

$$\cdot \left[C_2' + C_1' \frac{\mathrm{sh}\, a_1(s+h) - \mathrm{sh}\, a_1 h}{\mathrm{sh}\, a_1 l} - \right.$$

$$\left. - C' \frac{\mathrm{sh}\, a_1(l-s-h) - \mathrm{sh}\, a_1(l-h)}{\mathrm{sh}\, a_1 l} \right]. \quad (3)$$

Pentru lanțul de n izolatoare, de lungime $l = n \cdot h$, tensiunea aplicată izolatorului de ordinul k exprimată în procente din întreaga tensiune se obține relația (2) particularizînd $s = (k-1)h$:

$$\frac{\Delta U_k}{U} 100 = \frac{100}{(C_1 + C_2)\,\mathrm{sh}\, a \cdot n} \cdot$$

$$\cdot \{C_1[\mathrm{sh}\, ak - \mathrm{sh}\, a(k-1)] - C_2\,[\mathrm{sh}\, a(n-k+1) -$$

$$- \mathrm{sh}\, a(n-k)]\}, \quad (3')$$

în care, evident, $a = a_1 \cdot h$.

Această metodă de studiu conduce la valori riguros exacte pentru $n \to \infty$. Aplicarea ei la un lanț de 40 izolatoare pentru tensiunea de 750 kV conduce la variațiile din figurile 2 și 3, pentru potențialele și diferențele de potențial, raportate la valoarea tensiunii de serviciu.

S-au considerat, pentru capacități, următoarele limite de variație (valori utilizate efectiv):

$$C = 50 \div 70 \text{ pF } (64{,}8 \text{ pF}),$$

$$C_1 = 4 \div 5 \text{ pF } (5 \text{ pF}),$$

$$C_2 = 0{,}5 \div 1 \text{ pF } (0{,}7 \text{ pF}).$$

Se observă că repartiția tensiunii este influențată predominant de valoarea lui C_1 în cazul $C_1 \neq C_2 \neq 0$, obținîndu-se căderea maximă de tensiune pe izolatorul de lîngă conductor și minimă pe izolatoarele situate la circa 1/3 față de pămînt. Pentru $C_1 = C_2$ se obține o repartiție cvasisimetrică a căderilor de tensiune: maximele la extremități și minimele la mijlocul lanțului. Cazurile extreme ($C_1 = 0$ sau $C_2 = 0$) conduc la căderi maxime de tensiune pe elementul cel mai depărtat de conductor respectiv cel mai apropiat.

1.2. Metoda utilizării teoriei cuadripolilor

Metoda prezentată în continuare permite calculul valorilor exacte ale tensiunilor repartizate pentru un număr finit de elemente ale lanțului de izolatoare.

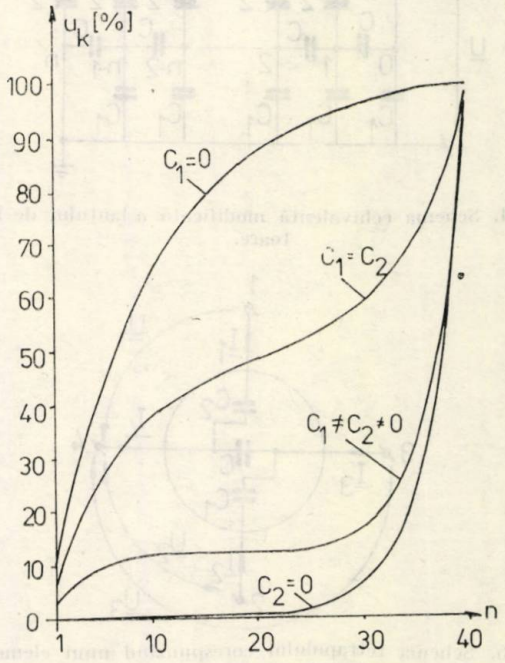


Fig. 2. Repartiția tensiunii U_k calculată cu relația (2) pe lanțul de izolatoare.

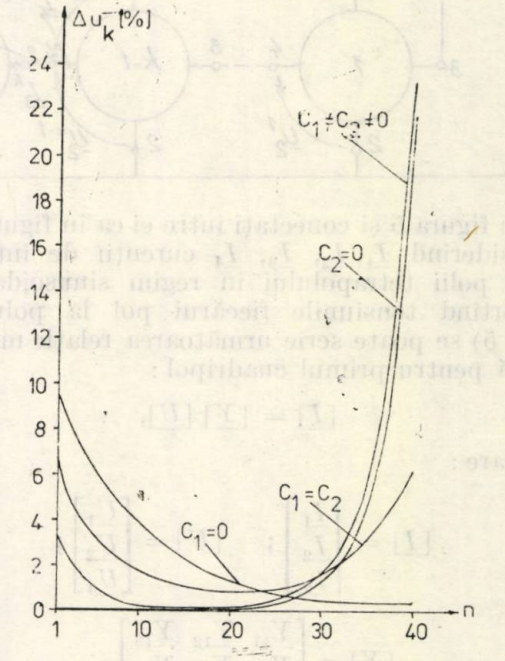


Fig. 3. Repartiția tensiunii ΔU_k calculată cu relația (3) pe ficcare izolator al lanțului.

La capetele rețelei din figura 1, se adaugă cîte o capacitate C_1 și C_2 ca în figura 4. Acest artificiu nu modifică repartiția tensiunilor pe elementele lanțului de izolatoare deoarece ambele capacități sînt conectate la tensiunea de intrare, dar permite descompunerea schemei într-o succesiune de n tetrapoli liniari și pasivi

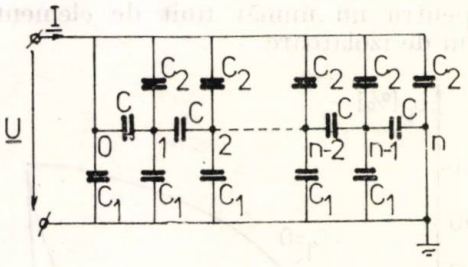


Fig. 4. Schema echivalentă modificată a lanțului de izolatoare.

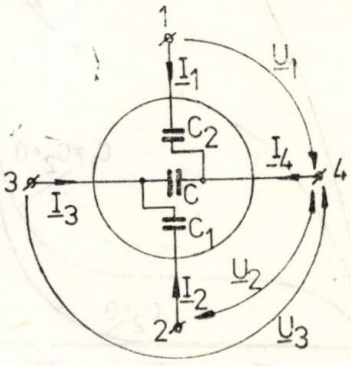


Fig. 5. Schema tetrapolului corespunzînd unui element al lanțului de izolatoare.

Conform teoriei tetrapolilor [1, 2] admitanțele complexe sînt definite de relația (5):

$$\underline{Y}_{ij} = \left(\frac{\underline{I}_i}{\underline{U}_j}\right)_{\underline{U}_h} = 0 \text{ pentru } h \neq j \ (i, j = 1, 2, 3). \quad (5)$$

Pentru tetrapolul utilizat, matricea admitanțelor complexe devine:

$$[\underline{Y}] = \begin{bmatrix} j\,\omega\,C_2 & 0 & 0 \\ 0 & j\omega C_1 & -j\,\omega C_1 \\ 0 & -j\omega C_1 & j\omega(C+C_1) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Relația (4) scrisă pentru tetrapolul k din rețea ($k = \overline{1, n}$) se particularizează în următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1^k &= j\omega C_2 \underline{U}_1^k, \\ \underline{I}_2^k &= j\omega C_1 \underline{U}_2^k - j\omega C_1 \underline{U}_3^k, \\ \underline{I}_3^k &= -j\omega C_1 \underline{U}_2^k + j\omega(C + C_1)\underline{U}_3^k. \end{aligned} \quad (7)$$

Se observă, pe baza primei teoreme a lui Kirchhoff (fig. 5) și din conectarea tetrapolilor (fig. 5), că:

$$\underline{I}_4^k = -(\underline{I}_1^k + \underline{I}_2^k + \underline{I}_3^k), \quad (8)$$

$$\underline{I}_3^k = -\underline{I}_4^{k-1}; \ k = \overline{2 \cdot n}. \quad (9)$$

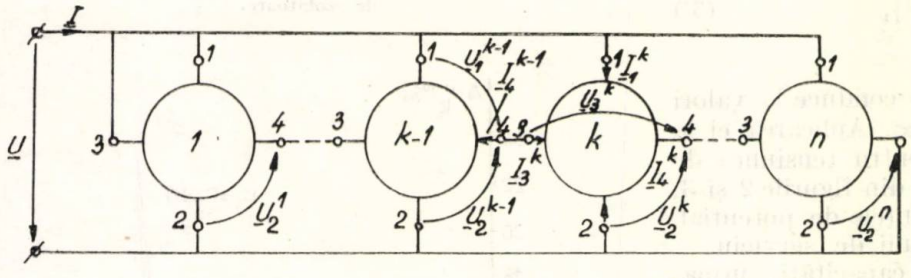


Fig. 6. Conectarea tetrapolilor corespunzătoare schemei echivalente din figura 4.

ca în figura 5 și conectați între ei ca în figura 6. Considerînd $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$, $\underline{I}_4$ curenții de intrare prin polii tetrapolului în regim sinusoidal și raportînd tensiunile fiecărui pol la polul 4 (fig. 5) se poate scrie următoarea relație matriceală pentru primul cuadripol:

$$[\underline{I}] = [\underline{Y}]\,[\underline{U}], \quad (4)$$

în care:

$$[\underline{I}] = \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}; \quad [U] = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix};$$

$$[\underline{Y}] = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} & \underline{Y}_{13} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} & \underline{Y}_{23} \\ \underline{Y}_{13} & \underline{Y}_{32} & \underline{Y}_{33} \end{bmatrix}.$$

Se urmărește obținerea unei relații de recurență între tensiuni corespunzătoare tetrapolilor consecutivi $k-1$ și k. Pentru aceasta se scriu ecuațiile (7) relativ la tetrapolul $k-1$ și se găsește expresia lui $\underline{I}_4^{k-1}$:

$$\underline{I}_4^{k-1} = -\underline{I}_3^k = j\omega C_1 \underline{U}_2^k - j\omega(C + C_1)\underline{U}_3^k =$$

$$= -(\underline{I}_1^{k-1} + \underline{I}_2^{k-1} + \underline{I}_3^{k-1}) = -j\omega C_2 \underline{U}_1^{k-1} - j\omega C \underline{U}_3^{k-1}.$$

Se obține:

$$-C_1 \underline{U}_2^k + (C + C_1)\underline{U}_3^k = C_2 \underline{U}_1^{k-1} + C_1 \underline{U}_3^{k-1}. \quad (10)$$

Această relație conține însă tensiunile mai multor poli ai tetrapolului. Întrucît tensiunile care trebuie determinate la repartiție sînt $\underline{U}_2^k$,

se caută exprimarea celorlalte tensiuni funcție de aceasta :

$$\underline{U}_1^{k-1} = \underline{U} + \underline{U}_2^{k-1},$$

$$\underline{U}_3^{k} = \underline{U}_2^{k} - \underline{U}_2^{k-1}, \qquad (11)$$

$$\underline{U}_3^{k-1} = \underline{U}_2^{k-1} - \underline{U}_2^{k-2}.$$

Astfel incit relația (10) devine :

$$C\underline{U}_2^k - (2C + C_1 + C_2)\underline{U}_2^{k-1} - C\underline{U}_2^{k-2} = C_2\underline{U}. \qquad (12)$$

Se notează :

$$\underline{U}_2^k = -\underline{U}_k, \qquad k = \overline{1,\ n-1},$$

$$\frac{U_k}{U} = u_k,$$

$$\frac{C_1}{C} = c_1; \qquad \frac{C_2}{C} = c_2.$$

Se observă că rețeaua fiind pur capacitivă toate tensiunile $\underline{U}_k$ sînt în faza între ele și cu tensiunea $\underline{U}$ și că repartiția tensiunilor pe lanț este descrisă de u_k astfel încît (12) devine :

$$u_{k-2} - (a^2 + 2)\, u_{k-1} + u_k = -c_2, \qquad (13)$$

unde :

$$k = \overline{2,\ n},$$

$$u_0 = 1,$$

$$u_n = 0,$$

$$a^2 = c_1 + c_2.$$

Căderile de tensiune pe fiecare din izolatoarele lanțului se determină cu relația :

$$\Delta u_k = u_{k-1} - u_k, \qquad (14)$$

unde :

$$k = \overline{1,\ n}; \quad u_0 = 1; \quad u_n = 0.$$

Tabelul 1

nr. crt.	$C1 \neq C2 \neq 0$		$C_1 = 0$		$C_2 = 0$		$C_1 = C_2$	
	u_k	Δu_k	u_k	Δu_k	u_k	Δu_k	u_k	Δu_k
1	77,55	22,44	99,67	0,32	75,81	24,18	93,12	6,87
2	60,85	16,7	99,34	0,33	57,47	18,33	87,19	5,93
3	48,42	12,42	99	0,33	43,57	13,9	82,05	5,13
4	39,17	9,24	98,65	0,34	33,03	10,53	77,61	4,44
5	32,29	6,88	98,29	0,36	25,04	7,99	73,76	3,84
6	27,17	5,12	97,91	0,38	18,98	6,05	70,43	3,33
7	23,36	3,81	97,51	0,4	14,39	4,59	67,54	2,89
8	20,52	2,83	97,07	0,43	10,91	3,48	65,03	2,51
9	18,41	2,11	96,61	0,46	8,27	2,63	62,84	2,18
10	16,84	1,57	96,11	0,49	6,27	2	60,93	1,9
11	15,67	1,16	95,57	0,54	4,75	1,51	59,25	1,67
12	14,8	0,87	94,99	0,58	3,6	1,15	57,78	1,47
13	14,15	0,64	94,34	0,64	2,7	0,87	56,48	1,3
14	13,67	0,48	93,64	0,7	2,07	0,66	55,31	1,16
15	13,31	0,36	92,87	0,77	1,57	0,5	54,26	1,05
16	13,04	0,27	92,02	0,84	1,19	0,38	53,3	0,95
17	12,84	0,2	91,08	0,93	0,903	0,28	52,41	0,88
18	12,69	0,15	90,05	1,03	0,684	0,21	51,58	0,83
19	12,57	0,11	88,92	1,13	0,519	0,16	50,78	0,8
20	12,48	0,09	87,66	1,25	0,393	0,12	49,99	0,78
21	12,41	0,07	86,27	1,39	0,298	0,095	49,21	0,78
22	12,35	0,06	84,73	1,53	0,226	0,072	48,41	0,8
23	12,29	0,054	83,02	1,7	0,171	0,054	47,58	0,83
24	12,24	0,052	81,13	1,88	0,129	0,041	46,69	0,88
25	12,18	0,056	79,04	2,09	0,098	0,031	45,73	0,95
26	12,12	0,064	76,72	2,31	0,074	0,023	44,68	1,05
27	12,04	0,077	74,15	2,56	0,056	0,018	43,15	1,16
28	11,94	0,098	71,3	2,84	0,042	0,013	42,21	1,3
29	11,82	0,127	68,15	3,15	0,032	0,01	40,73	1,47
30	11,65	0,167	64,64	3,5	0,024	0,007	39,06	1,67
31	11,43	0,22	60,76	3,88	0,018	0,006	37,15	1,9
32	11,13	0,29	56,45	4,3	0,014	0,004	34,96	2,18
33	10,73	0,39	51,67	4,77	0,01	0,003	32,45	2,51
34	10,19	0,53	46,37	5,3	0,0078	0,0026	29,56	2,89
35	9,48	0,71	40,5	5,86	0,0058	0,002	26,23	3,33
36	8,51	0,96	33,99	6,51	0,0041	0,0016	22,38	3,84
37	7,22	1,29	26,77	7,22	0,0028	0,0012	17,94	4,44
38	5,48	1,74	18,75	8,01	0,0018	0,001	12,8	5,13
39	3,14	2,33	9,86	8,89	$0,868.10^{-3}$	0,0009	6,87	5,93
40	0	3,14	0	9,86	0	0,0008	0	6,87

Dînd valorile indicate lui k se pot determina exact repartiția tensiunilor pe lanț și a potențialelor pe izolatoarele acestuia (tab. 1). Calitativ se ajunge la același rezultat dar cantitativ metoda este mai exactă. În tabelul 2. sînt prezentate abaterile față de valorile exacte (I) calculate cu relațiile (13) și (14) ale mărimilor u_k și Δu_k față de valorile (II), calculate cu relațiile (2′) și (3) pentru $k = 1, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40$.

2. Determinarea experimentală a repartiției tensiunilor utilizînd metoda modelării fizice

Pentru studiul repartiției tensiunilor pe un lanț de izolatoare de 750 kV, a fost conceput și realizat un model fizic ce permite obținerea a trei valori diferite de zero pentru capacitatea parazită C_2. Schema de principiu a modelului fizic este combinată în figura 7 și cu schema de măsurare.

Tensiunea aplicată lanțului de izolatoare este de 75 Vca.

Pentru capacitățile modelului fizic s-au stabilit următoarele valori:

$C = 0{,}66\ \mu F,$
$C_1 = 0{,}0068\ \mu F = C_1' + C_1'',$
$C_2 = 0{,}0498\ \mu F = C_1'.$

Schema din figura 7 mai cuprinde transformatorul de alimentare, un voltmetru pentru măsurarea tensiunii aplicată lanțului de capacități, un voltmetru magnetoelectric care are atașată o punte redresoare pentru măsurarea în c.a. a potențialului sondei S, un reostat chimic de 33 kΩ/0,6 W ca divizor de tensiune și un miliampermetru, prevăzut cu circuit de redresare și filtrare a tensiunii și șunturi pentru extinderea domeniului de măsură, folosit ca indicator de zero.

Curbele ridicate experimental (fig. 8, 9) nu diferă calitativ de cele deduse prin calcul.

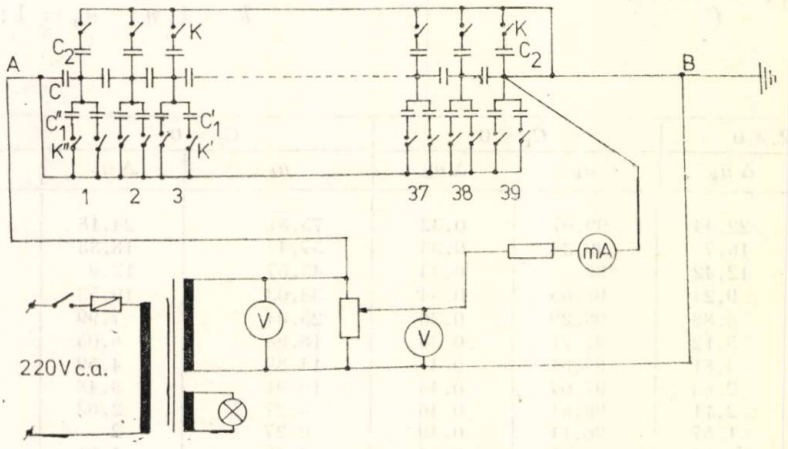


Fig. 7. Schema modelului fizic.

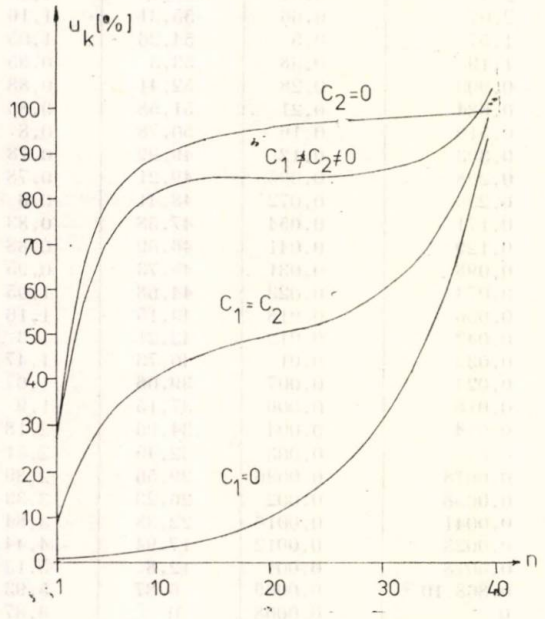


Fig. 8. Repartiția tensiunii U_k determinată experimental.

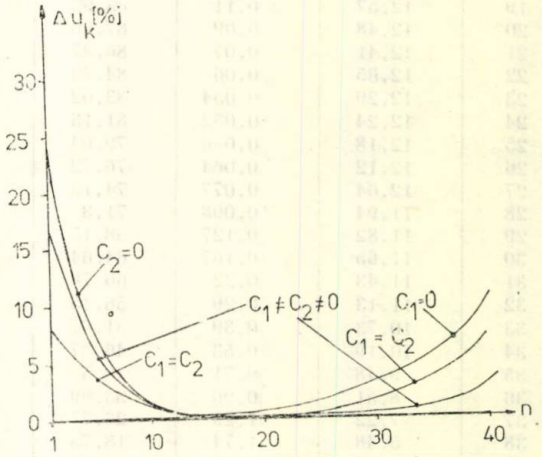


Fig. 9. Repartiția tensiunii ΔU_k pe fiecare izolator determinată experimental.

Tabelul 2

	$C1 \neq C2 \neq 0$			$C_1 = 0$			$C_2 = 0$			$C_1 C_2$		
	I	II	%	I	II	%	I	II	%	I	II	%
1	77,2	77,55	+0,45	99,3	99,67	+0,37	75,7	75,81	+0,1	89,7	93,12	+3,8
5	32	32,29	+0,9	97,8	98,29	+0,5	25	25,04	+0,1	71	73,76	+3,8
10	16,7	16,84	+0,83	95,6	96,11	+0,53	6,21	6,27	+0,96	59	60,93	+3,2
15	13,2	13,31	+0,83	92,5	92,87	+0,4	1,5	1,57	+4,6	52,3	54,26	+3,7
20	12,4	12,48	+0,64	87,1	87,66	+0,64	0,385	0,393	+0,2	48,1	49,99	+3,9
25	12,14	12,18	+0,33	78,4	79,04	+0,81	0,098	0,098	0	44	45,73	+3,9
30	11,6	11,65	+0,43	64	64,64	+1	0,024	0,024	0	37,5	39,06	+4,1
35	9,4	9,48	+0,85	40,2	40,5	+0,74	0,0056	0,0058	+3,5	25	26,23	+4,9
40	3,1	0	−100	9,72	0	−100	$0{,}86 \cdot 10^{-3}$	0	−100	6,6	0	−100

3. Concluzii

Cunoașterea cît mai exactă a repartiției tensiunii pe lanțurile de izolatoare prezintă o deosebită importanță în cazul LEA de foarte înaltă tensiune (750 kV), unde solicitările dielectrice puternice datorate cîmpurilor neuniforme pot conduce la deteriorarea izolatorilor.

Păstrarea un timp cît mai îndelungat a rigidității dielectrice a lanțurilor se face uniformizînd această repartiție prin diverse mijloace — mecanice, electrice — a căror adoptare constructivă presupune în mod necesar determinarea tensiunii suportate de fiecare izolator component al lanțului funcție de condițiile date (valorile capacităților parazite).

Diferențele sensibile care apar între determinările cu metodele teoretice și metoda experimentală se datorează erorilor de măsurare și parametrilor variabili ai elementelor cu care este realizat modelul fizic.

Din tabelul 2 se observă că erorile între cele două metode teoretice de determinare a repartiției tensiunii pe lanțul de izolatoare sînt pozitive și se încadrează în limitele admisibile — datorită valorilor mici, mult subunitare ale lui C_1 și C_2 : cu cît valorile acestora cresc cu atît crește și abaterea față de valoarea exactă. Folosirea metodei aproximative apare deci justificată în condițiile unor valori mici pentru C_1 și C_2 mai ales în cazul în care nu se dorește decît determinarea solicitărilor maxime, aplicarea relației (2′) pentru un anumit izolator putîndu-se face necondiționat.

Aplicarea metodei exacte este relativ laborioasă și presupune aplicarea unei relații de recurență pentru obținerea unui sistem liniar de ecuații cu soluție unică : aflarea tensiunii pe izolatorul de un anumit ordin este condiționată de cunoașterea tensiunii pe două izolatoare anterioare.

Lucrarea, prin cele două metode teoretice de calcul al solicitărilor și modelul cu rezultatele experimentale obținute, oferă constructorilor și beneficiarilor de echipament electrotehnic de înaltă tensiune un cîmp larg de investigație, înscriindu-se pe direcția creșterii calității produselor noastre electrotehnice și a funcționării fiabile a sistemului electroenergetic național.

Bibliografie

[1] *Ambrozie, C.* Calculul exact al repartiției tensiunii de-a lungul unui circuit cu capacități In : Energetica, 19, nr. 10, 1971.

[2] *Drăgan, G., Cristescu, D., Golovanov, N.* Optimizarea repartiției tensiunii de-a lungul unui circuit cu capacități. In : Energetica, 19, nr. 3, 1971.

[3] *Tușaliu, P., Curcanu, G., Chelaru, R.* Influența capacităților parazite asupra repartiției tensiunilor înalte pe lanțul de izolatoare. In : Referatele sesiunii de comunicări tehnico-științifice ICEMENERG, București, 12—14 iunie, 1980.

[4] *Tușaliu, P., Tăriță, S., Curcanu, G., Iacobescu, G.* Asupra repartiției tensiunilor înalte pe camerele de stingere ale întrerupătoarelor de înaltă tensiune utilizînd teoria sistemelor, încercări de laborator și modelare fizică, In : EEA — Electrotehnica 29, nr. 7, 1981.

[5] *Riscaldina, G., Villa, V.* Experimental investigation an the unit-test method for resting multichamber circuit breakers. In : IEEE Transaction an Power Apparatus ans Systems, Pas 97, nr. 4, 1978.

CZ 621.317.39 : 531.768 : 621.396.622.6

Afișor cu cristale lichide pentru aparatură de măsură și control

MARGARETA GIURGEA, TRAIAN BEICA, ȘTEFAN FRUNZĂ, LIVIU MATEI, SORIN TUTULEA, RODICA MOLDOVAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Afișajul cu cristale lichide s-a impus prin tensiuni de lucru joase, putere consumată foarte mică, versatilitate dimensională, posibilitate bună de observare folosind lumina ambiantă.

Primele celule de afisaj au folosit fenomenul electrooptic numit de difuzie dinamică a luminii [1].

Acest fenomen apare în cristale lichide nematice cu anizotropie dielectrică negativă și anizotropie de conductibilitate pozitivă. În absența cîmpului electric celula este transparentă datorită orientării prealabile unidirecționale a moleculelor de cristal lichid. La aplicarea unei tensiuni continue sau alternative ($U_{ef} = 20 \ldots 30$ V) de frecvență joasă (30 ... 200 Hz) în cristalul lichid se instalează o mișcare turbulentă, care difuzează puternic lumina (difuzia dinamică a luminii). Diferența care există între starea fără cîmp, cînd pelicula de cristal lichid este transparentă și starea cu tensiune aplicată, în regimul de difuzie dinamică, cînd pelicula de cristal lichid devine mată este cea care a permis folosirea fenomenului în dispozitivele de afișaj.

În ultimii ani în afișajul cu cristale lichide s-a impus cel bazat pe așa-numitele efecte de cîmp, datorită unor performanțe superioare ale acestui tip de afișaj cum ar fi: contrast mare, tensiuni de lucru de cîțiva volți, consum foarte mic (de ordinul zecilor de $\mu W/cm^2$), durata mare de funcționare, posibilitate de observare prin reflexie. Afișajul prin efecte de cîmp se bazează pe anizotropia dielectrică a moleculelor de cristal lichid nematic, ceea ce conduce la posibilitatea de modificare a orientării moleculare sub acțiunea cîmpului electric aplicat. În efectele de cîmp, curgerile de material sînt practic inexistente, iar anizotropia de conductivitate electrică nu joacă nici un rol.

Fenomenele de cîmp folosite la afișaj sînt birefringența indusă electric în celule cu nematic cu anizotropie dielectrică negativă și ordonare moleculară homeotropă [2] și efectul Schadt-Helfrich [3] în celule cu nematic cu anizotropie dielectrică pozitivă și ordonare moleculară răsucită (celule twist).

* *M. Giurgea, T. Beica, Șt. Frunză, L. Matei, S. Tutulea, R. Moldovan* — Institutul de fizică și tehnologia materialelor — București.

Afișorul cu cristale lichide realizat de colectivul de cristale lichide din Institutul de fizică și tehnologia materialelor (IFTM) și prezentat în cele ce urmează se bazează pe acest ultim fenomen de cîmp.

1. Principiul de funcționare a afișorului prin efect Schadt-Helfrich

Într-o celulă cu ordonare moleculară răsucită, în absența cîmpului electric, axele moleculare lungi sînt paralele cu planul electrozilor, dar efectuează între aceștia o rotație de 90°, așa cum este sugerat în figura 1 a, în care axa moleculară este perpendiculară pe planul figurii, la placa inferioară și cuprinsă în planul figurii, la placa superioară.

Întrucît cristalul lichid nematic folosit în acest tip de efect are anizotropia dielectrică pozitivă, aplicarea unui cîmp electric induce cupluri care tind să orienteze moleculele cu

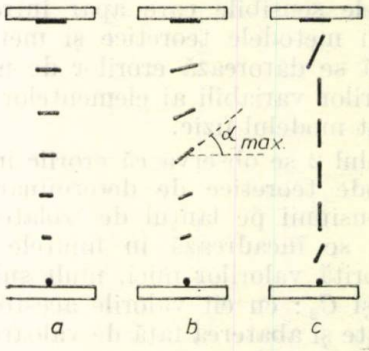


Fig. 1. Orientarea moleculelor de cristal lichid într-o celulă cu geometrie răsucită: *a* — în absența cîmpului electric; *b* — la aplicarea între electrozi a unei tensiuni depășind cu puțin valoarea prag U_p; *c* — la aplicarea între electrozi a unei tensiuni de cîteva ori mai mare decît U_p.

axa lungă paralelă cu cîmpul. Cînd tensiunea aplicată depășește valoarea prag, echilibrarea locală a cuplurilor electric și elastic se realizează pentru înclinări moleculare de unghi α, care atinge valoarea maximă α_{max}, în planul median al celulei (vezi fig. 1 b). În cazul aplicării unui cîmp electric intens (fig. 1 c) pe o porțiune însemnată din grosimea celulei moleculele sînt practic orientate perpendicular pe electrozi.

Dacă, în absența cîmpului electric, lumina liniar polarizată pătrunde într-o celulă cu geometrie răsucită, vectorul luminos fiind paralel

cu axa lungă a moleculelor lîngă faţa de intrare, orientarea vectorului luminos urmăreşte rotirea orientării moleculare, astfel încît, la ieşirea din celulă, lumina va fi polarizată după o direcţie perpendiculară pe cea de la intrare. Ca urmare, o astfel de celulă între polarizori cu axele optice perpendiculare transmite lumina în absenţa cîmpului electric. La aplicarea cîmpului electric, transmisia celulei scade cu creşterea unghiului de înclinare moleculară, întrucît o celulă cu cristal lichid cu moleculele orientate cu axa lungă perpendiculară pe plăci (orientare homeotropă) nu roteşte direcţia vectorului luminos. Celula va fi întunecată între polarizori perpendiculari.

Diferenţa care există între starea fără cîmp, cînd pelicula de cristal lichid privită între polaroizi încrucişaţi are o transmisie mare, şi cea cu cîmp, cînd practic nu transmite lumina a permis folosirea fenomenului în dispozitive de afişaj.

2. Construcţia afişorului

Schema constructivă expandată a afişorului este redată în figura 2. Amănunte privind realizarea acestuia au fost date într-o lucrare precedentă [4].

Cristalul lichid este închis în spaţiul format între două plăci de sticlă plan paralelă separate între ele prin distanţori groşi de 8 μm şi peretele lateral de închidere făcut din răşină epoxidică. Pe plăcile de sticlă sînt dispuşi electrozii transparenţi, avînd configuraţia de afişat ca şi un strat dielectric necesar pentru realizarea orientării moleculare răsucite a cristalului lichid în absenţa cîmpului electric.

Construcţia afişorului cuprinde doi polaroizi ataşaţi acestuia pe feţele exterioare ale plăcilor din sticlă. Un strat reflectorizant aplicat pe partea exterioară a polaroidului dorsal permite folosirea afişorului în lumină reflectată.

Colectivul de cristale lichide din IFTM a omologat în anul 1978 un model de afişor cu cristale lichide prin efect de cîmp cu 6 cifre din cîte 7 segmente separate prin puncte, care este produs în prezent în acest institut prin microproducţie şi este livrabil sub codul ACL —8C 6.0 13 07 2 RS.

Aspectul exterior al acestui afişor se poate vederea în fotografia din figura 3.

3. Parametrii funcţionali

Contrastul

Contrastul C se defineşte ca raportul dintre intensităţile luminii care provine de la o suprafaţă activă a celulei în absenţa, respectiv prezenţa cîmpului electric (afişaj negru pe alb).

Acesta depinde în primul rînd de calitatea polaroizorilor şi este condiţionat şi de gradul de orientare moleculară în cîmp electric, precum şi de direcţia de privire a afişajului.

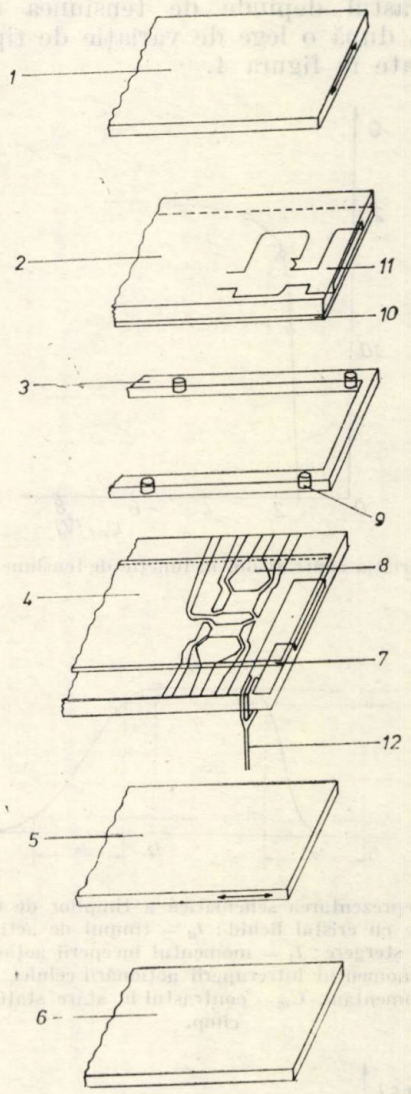


Fig. 2. Schema expandată a unui afişor: *1* — polaroid frontal; *2* — placă electrod comun PEC; *3* — contur de închidere laterală a spaţiului cu cristal lichid; *4* — placă electrozi segmentaţi *PES*; *5* — polaroid dorsal; *6* — reflector; *7* — strat dielectric de orientare *PES*; *8* — configuraţie electrozi transparenţi segmentaţi *PES*; *9* — distanţori; *10* — strat dielectric de orientare *PEC*; *11* — configuraţie electrod transparent comun; *12* — grilă cu terminale de implantare.

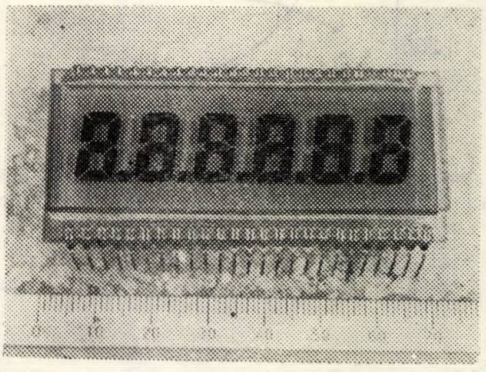


Fig. 3. Aspectul modulului afişor cu informaţia complet afişată (avînd în faţă o riglă gradată în milimetri, pentru specificarea gabaritului).

Contrastul depinde de tensiunea electrică aplicată după o lege de variație de tipul celei prezentate în figura 4.

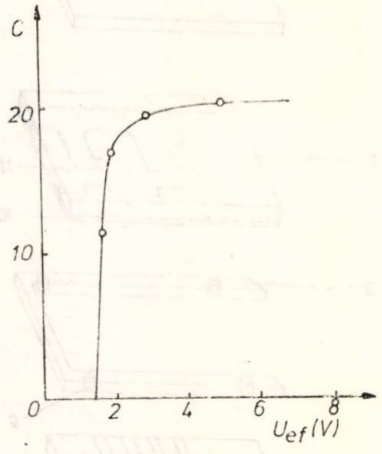


Fig. 4. Variația contrastului în funcție de tensiunea aplicată.

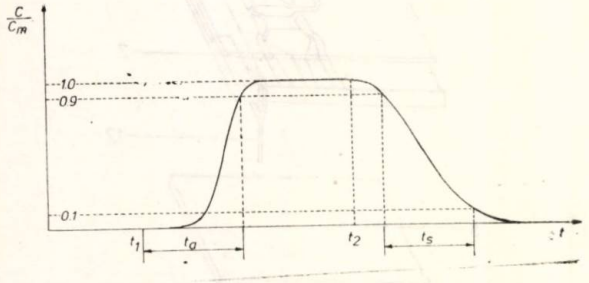


Fig. 5. Reprezentarea schematică a timpilor de răspuns ai unei celule cu cristal lichid : t_a — timpul de activare ; t_s — timpul de ștergere ; t_1 — momentul începerii acționării celulei ; t_2 — momentul întreruperii acționării celulei ; C — contrastul momentan ; C_m — contrastul în stare staționară sub cîmp.

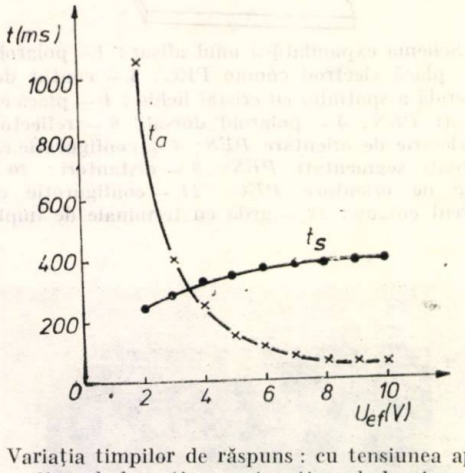


Fig. 6. Variația timpilor de răspuns : cu tensiunea aplicată : t_a — timpul de activare ; t_s — timpul de ștergere.

Timpii de răspuns

Definirea timpilor de răspuns și anume timpul de activare t și timpul de ștergere t_s reiese din figura 5 în care pe ordonată este reprezentat contrastul segmentului afișat, iar pe abscisă timpul.

Timpii de răspuns scad cu creșterea temperaturii, datorită micșorării viscozității cristalului lichid.

Timpul de activare scade mult la creșterea tensiunii de activare, în timp ce timpul de ștergere crește ușor cu tensiunea de activare așa cum rezultă din figura 6.

4. Parametrii afișorului ACL-8C 6.0 13 07 2 RS

1. *Caracteristici tipo-dimensionale principale*

Numărul de cifre/modul	6
Înălțimea cifrei (mm)	13
Numărul de segmente/cifră	7
Laturi ocupate cu terminale	2
Sistemul de conectare a modulului afișor este aliniat sistemului internațional DIL cu pas de 2,54 mm	
Lungimea afișorului (mm)	70
Lățimea cu terminale îndoite (mm)	35,5 ± 0,4
Grosimea afișorului propriu-zis (mm)	7,5
Modul de vizualizare	Reflectiv

2. *Caracteristici funcționale principale*

Amplitudinea tensiunii de activare c.a. (V_{ef})	3 . . . 10
Frecvența tensiunii de activare (Hz)	30 . . . 200
Curent consumat/modul complet afișat (μA)	max 60
Contrastul	min 15
Unghiul maxim de citire laterală (grade)	min 30
Timpul de activare (ms)	max 150
Timpul de ștergere (ms)	max 400
Temperatura de lucru	−8 . . . +55°
Temperatura de stocare	−20 . . . +55°
Sistemul de adresare	simplex (segment cu segment)

Bibliografie

[1] *Heilmeier, G., Zanoni, L., Barton, L.* Proc. IEEE 56, 1162 (1968).

[2] *Schiekel, M., Fahrenschon, K.* Appl. Phys. Lett. 19, 391 (1971).

[3] *Schadt, M., Helfrich, W.* Appl. Phys. Lett. 18, 127 (1971).

[4] *Beica, T., Frunză, S., Giurgea, M., Matei, L., Șerban, T., Vodă, M.* St. Cercet. Fiz. 31, 1021 (1979).

CZ 621.313.12

METODA ELEMENTELOR FINITE
AUTOGENERARE REȚEA

Autogenerarea unei rețele de triunghiuri în vecinătatea colțurilor prin metoda Schwartz—Christoffel în vederea aplicării metodei elementului finit

COSTIN IFRIM* — BUCUREȘTI

Printre problemele specifice mașinilor electrice, probleme pentru rezolvarea cărora s-au creat diferite programe de calcul, se numără și repartiția cîmpului în întrefier, crestături sau fereastra mașinii.

Teoriile moderne au permis elaborarea unor metode numerice de calcul aplicabile oricărui tip de configurație geometrică. Dintre acestea, poate cea mai modernă este metoda elementului finit.

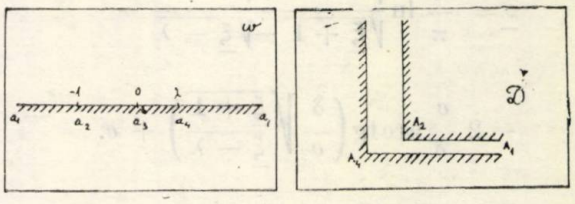
Principiul acestei metode este, sintetic, următorul: considerăm un domeniu pe a cărui frontieră se cunoaște repartiția potențialului sau a derivatei normale a acestuia. Urmărim să determinăm repartiția potențialului în interiorul domeniului. În acest scop discretizăm domeniul într-o rețea a cărei densitate (finețe) este limitată doar de capacitatea memoriei calculatorului pe care îl avem la dispoziție. Presupunem că variația potențialului în interiorul fiecărui element de rețea este o funcție de potențialele nodurilor elementului de rețea considerat. De obicei, este utilizată variația liniară atît pentru simplitatea ei cît și pentru buna aproximație pe care aceasta o dă în cazul rețelelelor fine. Potențialele tuturor punctelor formează un sistem liniar de $N \cdot N$ (N fiind numărul de noduri ale rețelei); problema se reduce astfel la rezolvarea unui sistem de ecuații liniare care sub formă matricială este $A \cdot X = B$, X fiind necunoscuta.

Dificultățile ridicate de aplicarea metodei elementului finit consistă în primul rînd în realizarea manuală a rețelei de discretizare care este avantajos să fie îndesită numai în zonele critice ale domeniului, iar în cazul în care rețeaua este mare, deci N este mare, memorarea matricei A se face dificil.

Metoda autogenerării bazată pe transformarea conformă Schwartz-Christoffel ușurează munca utilizatorului prin crearea unei subrețele de triunghiuri în vecinătatea colțurilor din domeniul studiat. Pentru aceasta se apelează la un domeniu intermediar $\mathcal{D}'$, a cărui funcție de transformare Schwartz-Christoffel este simplă și ușor de calculat, domeniu care are în comun cu domeniul real $\mathcal{D}$ doar colțul în vecinătatea căruia dorim să obținem rețeaua autogenerată.

Autogenerarea rețelei se efectuează în două etape principale:

În prima etapă se generează automat o rețea simplă în planul w (fig. 1 a) în jurul punctului corespunzător colțului A_2 din domeniul intermediar $\mathcal{D}'$ (fig. 1 b). Pentru aceasta s-a



a b

Fig. 1

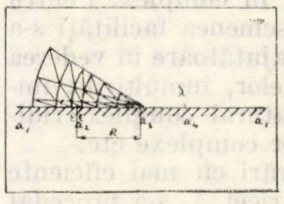


Fig. 2

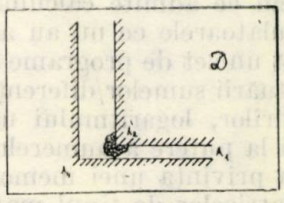


Fig. 3

realizat o subrutină „GEN" căreia i se furnizează trei variabile ε, R, N (cu notațiile din figurile 1 a și 2), N fiind numărul de arce de cerc. Rețeaua este prezentată în figura 2.

În cea de-a doua etapă se transformă conform nodurile rețelei din figura 2, punct cu punct, în planul z, rețeaua astfel obținută — rețeaua autogenerată — ocupînd un domeniu din vecinătatea colțului A_2 respectiv punctul A'_2 din domeniul $\mathcal{D}$.

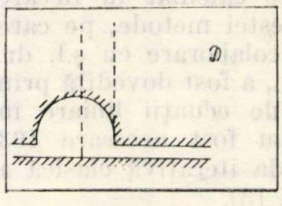


Fig. 4

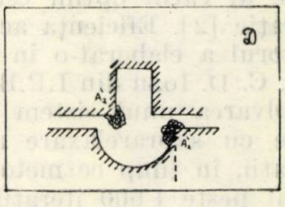


Fig. 5

În cazul în care colțul din domeniul real $\mathcal{D}$ (fig. 5) este determinat de două porțiuni de frontieră diferite de cele din domeniul intermediar $\mathcal{D}'$ (intersecții între arce de cerc, segmente de dreaptă cu arce de cerc etc.), trecerea de la domeniul intermediar $\mathcal{D}'$ la cel real $\mathcal{D}$

* *Costin Ifrim* — Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — București

se face impunînd condiția ca în timpul transformării conforme a rețelei din figura 2 nodurile acesteia să nu depășească frontierele domeniului real, frontiere ale căror expresii analitice sînt furnizate programului.

Metoda propusă poate fi aplicată deci oricărui domeniu $\mathcal{D}$ care are colțuri. Domeniul intermediar trebuie astfel construit încît să aibă unghiurile exterioare ale colțurilor mai mari decît cele ale colțurilor corespunzătoare din domeniul real (fig. 4).

Funcția de transformare Schwartz-Christoffel pentru domeniul (fig. 1b) constituit în vederea găsirii soluțiilor cîmpului în domeniul real $\mathcal{D}$ are forma :

$$z = \frac{\delta}{\pi} \ln \frac{\sqrt{\xi + 1} + \sqrt{\xi - \lambda}}{\sqrt{\xi + 1} - \sqrt{\xi - \lambda}} - \\ - 2 \frac{c}{\delta} \operatorname{arctg}\left(\frac{\delta}{c} \sqrt{\frac{\xi + 1}{\xi - \lambda}}\right) + c.$$

Această funcție complexă se poate programa pe calculatoarele FELIX sau pe orice sistem ce admite calculul în complex. Pentru calculatoarele ce nu au asemenea facilități s-a creat un set de programe ajutătoare în vederea efectuării sumelor/diferențelor, înmulțirilor/împărțirilor, logaritmului natural complex, ridicării la putere a numerelor complexe etc.

În privința unei memorări cît mai eficiente a matricelor de tipul matricei A, s-a procedat la aplicarea unui cod care să permită memorarea compactă a acestora. Metoda memorării compacte este avantajos să fie aplicată clasei de matrici rare, din care și A face parte, matrici caracterizate printr-o densitate scăzută a termenilor nenuli. Prin această metodă se memorează o matrice A, dreptunghiulară, cu cît mai puține elemente diferite de zero și o matrice A' de decodificare [1].

Pentru rezolvarea sistemului $A \cdot X = B$ s-a aplicat metoda iterației prin puncte cu suprarelaxare succesivă, cu un factor de suprarelaxare al cărui optim este calculat în fiecare iterație [2]. Eficiența acestei metode, pe care autorul a elaborat-o în colaborare cu ș.l. dr. ing. C. D. Ioan din I.P.B., a fost dovedită prin rezolvarea unui sistem de ecuații liniare în care cu suprarelaxare au fost necesare 163 iterații, în timp ce metoda iterativă clasică a cerut peste 1 600 iterații [3].

Prin combinarea metodei propuse de autogenerare cu cea de rezolvare prin suprarelaxare, am realizat un program de rezolvare a problemelor de cîmp plan-paralele pe care l-am testat pe configurația din figura 1 b, avînd însă adîncimea crestăturii finită și de aproximativ de 20 de ori mai mare decît mărimea întrefierului. În acest fel, am putut compara rezultatele obținute prin programul realizat cu metoda menționată — cu cele obținute analitic prin transformare conformă, pentru problema simplificată prezentată în fig. 1 b și rezolvată în semiplanul superior (fig. 1 a).

Rezultatele analitice și cele obținute prin programul de calcul în nodurile subrețelei

	POTENȚIALUL	
NODUL	*ANALITIC*	*NUMERIC*
1	1.0000	1.0000
2	0.9840	0.9840
3	0.9523	0.9522
4	0.9046	0.9046
5	1.0000	1.0000
6	0.9840	0.9815
7	0.9523	0.9565
8	0.9045	0.9046
9	1.0000	1.0000
10	0.9840	0.9794
11	0.9523	0.9471
12	0.9046	0.9046
13	1.0000	1.0000
14	0.9841	0.9731
15	0.9523	0.9272
16	0.9046	0.9046
17	1.0000	1.0000
18	0.9841	0.9454
19	0.9523	0.9174
20	0.9046	0.9046
21	1.0000	1.0000
22	0.9841	0.9188
23	0.9523	0.9078
24	0.9046	0.9046
25	1.0000	1.0000
26	0.9841	0.9159
27	0.9523	0.9143
28	0.9046	0.9046
29	1.0000	1.0000
30	0.9841	0.9841
31	0.9523	0.9523
32	0.9046	0.9046

Bibliografie

[1] *John, E. Key,* Computer program for solution of large sparse, unsymmetric systems of linear equations, Int. Journal of Numerical Methods in Engeneering 1973

[2] *Forsythe, G. E., Wasow, W. R.,* Finite differential methods for partial differential equations, John Wiley and Sons N.Y. 1978.

[3] *Ioan, C. D., Ifrim, C.,* Rezolvarea sistemelor de ecuații liniare. Comunicare la sesiunea cercurilor științifice studențești 1978 — București, I.P.B. Fac. Electrotehnică

NOTĂ

Sisteme de calculatoare de bază comerciale ROBOTRON A 6401 şi A 6402

Sistemele de calculatoare de bază A 6401 şi A 6402 sînt configuraţii speciale cu utilizarea sistemului de microcalculatoare K 1 600.

Diferitele posibilităţi de configuraţie ale sistemului de microcalculatoare K 1 600 permit punerea la punct a sistemelor de calculatoare de bază pentru diverse probleme.

Sistemul de microcalculatoare K 1 600 cu microcalculatoarele K 1 620 şi K 1 630, construite pe baza circuitelor de microprocesoare *n*-MOS moderne înalt integrate, este parte componentă a sistemului unitar al calculatoarelor mici din cadrul C.A.E.R.

Programul de produse modulare Robotron pe baza sistemelor de microcalculatoare este o concepţie cu orientare spre viitor pentru culegerea, înmagazinarea, transmiterea, prelucrarea şi elaborarea datelor cu complexe de dispozitive şi soluţii de aplicare.

— soluţii de aplicare pentru realizarea proceselor economice de întreprindere.

Întreprinderile mijlocii şi mai mari pot derula cu sistemele de calculatoare de bază A 6401 şi 6402 şi perifericele lor vaste, dinamica gospodăririi materialelor şi a desfacerii acestora, întreaga activitate economică a întreprinderii, pînă la activitatea administrativ-financiară sintetizată cu schimb de informaţii.

Toate sistemele din care sînt compuse sistemele de calculatoare de bază de la Robotron sînt complet compatibile. Unitatea de comandă de sistem/unitate centrală au o structură unitară. În funcţie de construcţia sistemului, pot fi racordate periferice de acelaşi fel, care sînt comandate de un sistem de funcţionare unitar. Procesorul, unitatea de comandă de microprograme şi comanda de transfer pe magistrale permit un flux de date lin.

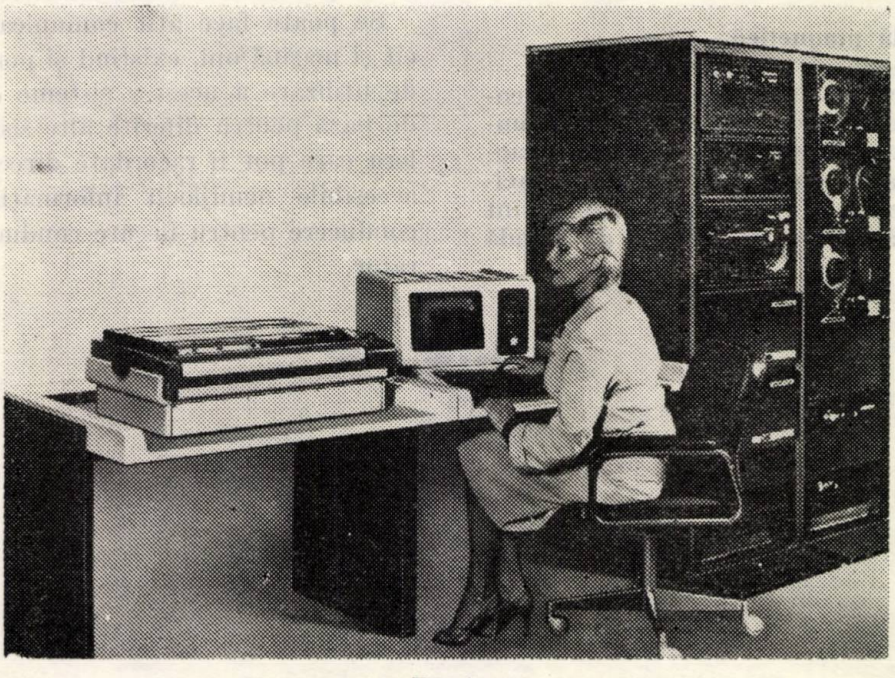


Fig. 1.

Componentele principale ale sistemelor de calculatoare de bază sînt:

— microcalculatorul K 1620, respectiv K 1630;

— perifericele pentru prelucrare a datelor din programul de produse modulare „tehnica de descentralizare a datelor";

— documentaţia de sistem pentru familia de microcalculatoare K 1600;

Memorii interne pînă la 256 K byte şi alimentare cu energie electrică cu detectarea şi corectarea erorilor permit comunicări fără probleme. Pentru comanda şi sprijinirea programelor de aplicare, producătorul livrează software cu orientare pe cod maşină şi cu orientare pe problemă ca subansambluri modulare.

Dispozitiv de deservire

Colaboratorul dv. introduce, prin intermediul unității de deservire (sub formă de consolă) cu ecran și tastatură alfanumerică, precum și numerică, date de transfer. Prin intermediul unității de afișaj cu ecran pot fi introduse nu numai date de transfer, ci pot fi extrase și oricare informații. Astfel, se îmbunătățește comunicarea om-mașină.

Memorii

Memoriile interne au o construcție modulară și permit o configurație avantajoasă, în concordanță cu cerințele beneficiarului.
Memoriile de valori fixe cu circuite PROM (microprogram) și memoriile operative cu circuite RAM (memorie de date) valorifică avantajele tehnicii moderne de semiconductoare.

Memorii pe discuri magnetice

Memoriile pe discuri în casete ușor schimbabile permit extinderea nelimitată a elementelor modulare. Pot fi racordate pînă la patru discuri magnetice.

Unități de bandă magnetică

Pentru prelucrarea internă a datelor și pentru schimbul de date cu alte sisteme de computere pot fi racordate unități de bandă magnetică avantajoase ca preț, cu o mare capacitate de înmagazinare. Printr-un controller sînt comandate pînă la patru unități de bandă magnetică.

Imprimanta/tehnica de formulare

În afară de imprimantele de serie produse la Robotron, beneficiarilor le mai stau la dispoziție imprimante paralele. De asemenea, poate fi utilizată întreaga gamă de variație a tehnicii de formulare pentru sistemele de calculatoare de bază.

Dispozitive de intrare și ieșire/comunicarea

În afară de discuri magnetice pot fi racordate și benzi magnetice în casete, memorii pe floppy-disc, precum și purtătorul de date convențional: banda perforată. Cu acești purtători de date lizibile automat este posibilă pelucrarea de date și culegerea datelor în orice loc.

Fiecare colaborator poate elabora informațiile care-i sînt necesare. Racordul la locurile de muncă este posibil local și la distanță. Multitudinea racordurilor de comunicare este completată în plus prin conectarea unui teleimprimator și prin terminale universale cu ecran cu dispozitive de teletransmitere a datelor.

Se poate face atît comunicarea om/mașină cît și mașină/om, existînd și posibilitatea largă de utilizare a acestor sisteme de calculatoare de bază pentru diferite alte sisteme, și a acelora care pot fi racordate direct. Astfel devin accesibile nemijlocit informațiile actuale de conducere pentru fiecare conducător și colaborator.

RECENZIE

Dan Sporea și Șerban Bîrcă-Gălățeanu: Optoelectronica. Dispozitive și aplicații.

București, Editura militară, 1983.

Lucrarea este o monografie binevenită, dedicată unei ramuri relativ recent apărute în electronica modernă, cu o viteză de dezvoltare foarte mare.

În asemenea împrejurări, numărul mare de lucrări din acest domeniu, apărute în ultimii ani, au avut ca scop în primul rînd informarea specialiștilor cu privire la realizările de ultimă oră, fără a se ocupa prea mult de sistematizarea și clasificarea cunoștințelor, de definirea optoelectronicii în raport cu alte domenii adiacente. Autorii lucrării recenzate au depus acest efort, deosebit de necesar în sistematica științelor, de a înlătura eventualele confuzii ce pot apărea în legătură cu obiectul optoelectronicii, organizînd materialul în conformitate cu o concepție clară cu privire la definiția și clasificarea optoelectronicii, arătînd că aceasta nu se identifică cu optica electronică, nici cu tehnologia sau caracterizarea dispozitivelor opto electronice, nici cu tehnica afișării alfanumerice a informației, nici cu tehnica prelucrării optice a informației.

După concepția autorilor, optoelectronica este un domeniu interdisciplinar, care se ocupă cu metodele de utilizare a domeniului optic, al spectrului electromagnetic pentru prelucrarea și transportul informației, cu elaborarea dispozitivelor și sistemelor complexe de interconectare a canalelor electrice și optice și cu utilizarea acestora.

În această accepție lucrarea este divizată în două părți: prima, consacrată bazelor fizice și tehnologice ale conversiei semnalului luminos în semnal electric și invers, iar a doua, consacrată sistemelor electronooptice destinate aplicațiilor în comunicații, industrie etc.

Este deosebit de valoroasă introducerea capitolelor de inițiere în metrologia radiațiilor optice, precum și prezentarea fenomenelor fizice care stau la baza conversiei energiei electrice în radiație optică (incluzînd și domeniile infraroșului și ultravioletului) și a celor care conduc la conversia energiei optice în energie electrică. Ultimele două capitole ale primei părți descriu dispozitive de conversie complexe, optocuploare și dispozitive de afișare alfanumerică. Este îndreptățită orientarea autorilor de a nu trata dispozitivele optoelectronice destinate captării și redării imaginilor deoarece acestea sînt discutate amănunțit în toate lucrările de televiziune, deși trebuie menționat faptul că ele sînt parte integrantă a optoelectronicii și că în viitor vor fi necesare eforturi și pentru integrarea acestor capitole în disciplina unitară a optoelectronicii.

Partea a doua, egală în volum cu prima, prezintă un mare număr de scheme electronice, circa 140, privind utilizarea componentelor optoelectronice în realizarea unor funcții determinate: alimentarea, cu putere reglabilă, stabilizată, sau cu anumite dependențe temporale a surselor de radiație, condiționarea convertoarelor fotoelectrice de energie solară și circuite diverse cu utilizarea detectoarelor de radiații. De mare utilitate este faptul că schemele prezentate sînt complete, cu indicarea tipurilor și valorilor componentelor folosite, astfel că pot fi realizate de către cititorii experimentați sau în unitățile economice interesate. De asemenea, la fiecare circuit se indică sursa de documentare folosită, ceea ce permite o referire ușoară în cazul dorinței de a valorifica eventuale perfecționări sau dezvoltări ulterioare în acest domeniu.

Lucrarea este redactată la un nivel accesibil unui cerc larg de cititori, prezentînd interes atît pentru profesioniști în electronică — tehnicieni și ingineri, pentru elevi și studenți, cît și pentru amatori — constructori de circuite electronice de uz curent. Tratarea întregului material este caracterizată prin rigurozitate științifică, ceea ce face ca, îndeosebi partea întîi să poată fi folosită ca sursă de referință și ghid de proiectare a sistemelor optoelectronice care cuprind surse și detectoare de radiații luminoase.

Apariția acestei lucrări contribuie la valorificarea unei îndelungate activități creatoare în acest domeniu a autorilor și îmbogățește literatura tehnică de specialitate din țara noastră cu o sursă de informație de mare utilitate teoretică și practică.

Prof. dr. ing. *Ion E. TEODORESCU*
Catedra de electronică aplicată — Institutul Politehnic București

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

TÎRGUL INTERNAŢIONAL BUCUREŞTI T.I.B '83

În luna octombrie şi-a deschis porţile pentru a IX-a oară Tîrgul Internaţional — Bucureşti, amplă manifestare economică mondială de înalt prestigiu, o nouă expresie a dorinţei de pace şi înţelegere între popoare.

Cunoscut pe plan internaţional ca unul dintre Tîrgurile economice cu tradiţie, TIB'83 s-a desfăşurat sub deviza „Comerţ-cooperare-dezvoltare", ilustrînd forţa creatoare a oamenilor muncii din toate domeniile economiei naţionale, capacitatea industriei româneşti de a realiza produse cu caracteristici tehnice şi performanţe de înaltă clasă, cu un grad superior de competitivitate.

La această ediţie a TIB au participat numeroase firme din Europa, Asia, Africa, America de Nord şi Australia, firme care au fost prezente nu numai pentru a-şi oferi propriile produse, ci şi pentru a cunoaşte potenţialul de producţie şi de export al României, ţară ce şi-a cîştigat o bună reputaţie printre partenerii săi comerciali. Firme cu înalt prestigiu internaţional au prezentat diverse utilaje, aparatură şi instalaţii din domeniile electronicii, automatizărilor, mecanicii fine şi opticii, din sectorul energetic, cel al chimiei şi altele.

Pe lîngă aproximativ 450 firme străine, care au participat direct sau prin reprezentanţe la loc de frunte s-au numărat 600 de întreprinderi de comerţ exterior, centrale industriale, institute de cercetări şi proiectări şi alte unităţi producătoare româneşti. România a prezentat, ca şi la alte ediţii ale TIB cele mai multe produse, principala ramură participantă fiind industria construcţiilor de maşini.

Un sector important al economiei naţionale prezent la TIB este industria de maşini-unelte, electrotehnică şi electronică în continuă dezvoltare şi modernizare ca urmare a programelor elaborate din iniţiativa secretarului general al partidului privind aplicarea largă în producţie a celor mai noi cuceriri ale ştiinţei şi tehnicii, dezvoltarea cu prioritate a unor ramuri de vîrf, menite să asigure valorificarea superioară a materiilor prime şi materialelor, a inteligenţei creatoare a muncitorilor şi specialiştilor români.

Exponatele din acest sector au ilustrat creşterea în ritmuri înalte a producţiei, diversificarea şi perfecţionarea producţiei în conformitate cu necesităţile economiei naţionale, ale cerinţelor de competitivitate pe piaţa mondială.

Produsele prezentate atestă, prin complexitatea şi calitatea lor deosebită, capacitatea ramurii de a participa la asigurarea necesarului intern de utilaje, echipamente şi instalaţii, contribuind în proporţie însemnată la extinderea mecanizării, automatizării şi robotizării tuturor ramurilor economiei naţionale, la reducerea continuă a importurilor şi sporirea exporturilor ţării.

Dintre produsele prezentate au atras atenţia specialiştilor români şi străini liniile automate de prelucrare destinate industriei de automobile şi metalurgiei, noile tipuri de strunguri multiple, presele de precizie, maşinile de rectificat, roboţii industriali etc.

Un stand special a prezentat progresele înregistrate în dezvoltarea rapidă a producţiei de componente electronice, de mijloace de automatizare, de tehnică de calcul. Au fost expuse printre altele, sistemul modular pentru supravegherea şi conducerea automată a proceselor tehnologice, dintre care a reţinut atenţia sistemul SRA-ECAROM care reprezintă una dintre cele mai moderne soluţii realizate pentru conducerea şi supravegherea automată a proceselor industriale, sistemul local de dispecerizare a energiei electrice, sistemul de dispecerizare pentru irigaţii şi desecări, de supraveghere şi controlul navigaţiei pe canalul Dunăre-Marea Neagră, echipamente de radiocumunicaţii, aparate pentru medicină şi biologie, automatul pentru dirijarea circulaţiei în intersecţii tip ADCI-2.

Au fost expuse realizări deosebite în domeniul automatizării proceselor de producție în diferite ramuri industriale (minieră, petrolieră, ușoară și alimentară).

Un loc aparte l-au ocupat rezultatele obținute în domeniul tehnicii de calcul, calculatoarelor românești utilizate în conducerea producției materiale.

În standul firmei, „Electronum" o noutate deosebită a constituit-o subsistemul de memorie pe bandă magnetică de mare capacitate tip MBM-125, creație originală a colectivului Institutului de cercetări pentru tehnica de calcul, ca și sistemul de software PIX. Au fost prezentate minicalculatoare fabricate de întreprinderea de profil „Felix"-București, diferite tipuri de terminale alfanumerice executate de Întreprinderea de echipamente periferice — București, testorul automat TETRAROM-5010, foarte apreciat peste hotare.

O gamă largă de produse de concepție românească, printre care transformatoare de mare putere și aparataj de înaltă tensiune, redresoare, echipamente speciale, serii optimizate de mașini electrice, condensatoare de forță și altele, subliniază aportul industriei electrotehnice la dezvoltarea bazei de materii prime și energetice a țării, la economisirea energiei electrice.

Expoziția bunurilor electrotehnice de larg consum a prezentat o gamă bogată de aparate de radio, televizoare, radiocasetofoane, frigidere, mașini de spălat, mixere etc.

Activitatea de comerț și cooperare din cadrul Tîrgului Internațional București s-a dovedit a fi rodnică, specialiștii și oamenii de afaceri apreciind eforturile oamenilor muncii din țara noastră de a realiza produse de înaltă tehnicitate, competitive, posibilitățile în continuă creștere ale României de a participa la diviziunea internațională a muncii, dorința poporului român de a contribui, și pe această cale, la consolidarea înțelegerii și păcii în lume.

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (*I.C.P.E.*), Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprnderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică *INFORMAŢIA*“,
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1769

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖNYVTÁR 1883

Abonaţi-vă la

revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA!

Citind cu regularitate revista „Electrotehnica, electronica şi automatica" veţi fi bine informaţi asupra activităţii desfăşurate în sectorul electrotehnicii, electronicii şi automaticii din ţara noastră, ca şi asupra noutăţilor din domeniu de peste hotare.

Revista vă informează asupra realizărilor de prestigiu obţinute de unităţile de profil din ţara noastră, asupra economiei de energie şi reducerii consumurilor specifice de materiale, a creşterii fiabilităţii produselor, valorificării resurselor naturale, a tehnologiilor noi, a materialelor electroizolante etc.

★

Toate aceste informaţii urmăresc reflectarea cerinţelor rezultate din documentele de partid şi de stat în probleme privind sectoarele de care se ocupă revista.

CERERE DE ABONAMENT LA REVISTA
„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA, AUTOMATICA"

ÎNTREPRINDEREA . . . . . .

SUBSEMNATUL . . . . . .

din localitatea . . . . . str. . . . . nr. . . . .

bl. . . . . ap. . . . . sect. . . . . cod poştal . . . . . .

telefon . . . . . judeţul . . . . . solicit . . . . . abonament(e)

care va (vor) fi expediat(e) la adresa de mai sus.

C/v abonamdntului(elor) de lei (120 un abonament pe an) . . . . . s-a achitat în contul 30 1770201 BNRSR filiala sector 5, al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică — Bucureşti, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45 — 47, sector 5, cod 79623.

Data . . . . . .

Semnătura,

1984 JUN 13

E 2040/1
66

Elektrotech.
REFERALVA
Victor

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 32 • NR. 2 • FEBRUARIE 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 2 februarie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.333

GENERATOARE ASINCRONE
MICROHIDROCENTRALE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Budișan, N., Marchiș, D. : **Sistem automat de reglare a puterii grupurilor energetice ale microhidrocentralelor autonome.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 37

În lucrare se prezintă un sistem automat de reglare a puterii grupurilor energetice ale microhidrocentralelor autonome fără acumulare, cu disipatoare de energie rezistive, alimentate prin intermediul unor amplificatoare magnetice. Se prezintă rezultate experimentale privind funcționarea unui model de laborator al unor astfel de sisteme.

CZ 621.331.1

TIRISTOARE
TRACȚIUNE ELECTRICĂ

Hauler, E. : **Sistemul convertor static c.a.—c.c. — motor de c.c. serie destinat tracțiunii electrice de medie putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 40

Lucrarea prezintă o sinteză a soluțiilor convertoarelor statice c.a. — c.c. destinate alimentării motoarelor de c.c. serie din tracțiunea electrică în curent alternativ detip minier, urban și uzinal. Se analizează proprietățile și performanțele acestora, insistîndu-se asupra schemelor noi cu comutație forțată, metode specifice de comandă, probleme de ameliorare a mărimilor specifice rețelelor de alimentare și, în final, performanțele motoarelor de c.c. serie la alimentarea lor prin intermediul convertoarelor statice.

CZ 621.314.02

MEDIE FRECVENȚĂ
INVERTOR PARALEL

Székely, I. : **Studiu asupra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 48

Se prezintă pornirea, funcționarea și ecuațiile invertorului paralel de medie frecvență cu tiristoare. Se dau grafice și relații pentru predimensionarea invertorului, a circuitului intermediar și un exemplu de calcul.

CZ 621.313.32

MAȘINA SINCRONĂ CONVENȚIONALĂ
DETERMINĂRI EXPERIMENTALE

Galan, N., Mihalache, M. : **Identificarea experimentală a schemei electrice echivalente pentru mașina sincronă convențională.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 54

Sînt prezentate variante ale schemelor electrice echivalente din cele două axe ale mașinii sincrone convenționale corelate cu determinările experimentale care să permită deducerea parametrilor. Verificările experimentale concordă satisfăcător cu calculele efectuate.

CZ 621.314 :621.3.014.3

CURENT DE SCURTCIRCUIT
REDRESOARE CU TIRISTOARE

Burcea, T. : **Schema de stingere rapidă a curentului de scurtcircuit la redresoarele cu tiristoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 58

Schema descrisă în lucrare prezintă interes în aplicațiile surselor reglate la care energia furnizată trebuie să fie blocată în timp foarte scurt, în special în domeniul electrotehnologiilor.

CZ 621.3.012. :621.317.35

CIRCUIT ELECTRIC REZISTIV NELINIAR
LINIARIZARE PE PORȚIUNI
ANALIZA HIBRIDĂ

Iordache, M. : **Asupra analizei circuitelor electrice rezistive neliniare de mare complexitate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 68

Lucrarea completează metodele de analiză hibridă a circuitelor electrice rezistive neliniare elaborate de autor în [2, 3], pentru cazul în care circuitul analizat conține și rezistoare neliniare cu caracteristici tensiune-curent unicursale cu proprietatea că relația unicursală tensiune-curent a fiecărui rezistor neliniar unicursal admite o reprezentare parametrică controlată în parametrul respectiv.

CZ 621.314.2.001.24 :621.316.052

TRANSFORMATOR MONOFAZAT
SISTEM TRIFAZAT
CALCUL ÎN COMPLEX

Ghiță, C., Ionescu, M. : **Sistem trifazat cu ajutorul a două transformatoare monofazate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 73

Lucrarea descrie schema de realizare a unui sistem trifazat de tensiuni cu ajutorul a două transformatoare monofazate. Se calculează tensiunile și curenții în funcție de tensiunile de alimentare a schemei și impedanțele de sarcină, ca și puterile aparente primare și secundare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК **621.313.333**
АСИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
МИКРОГИДРОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ
АВТОМАТИЗАЦИЯ В ЭНЕРГЕТИКЕ
Будишан, Н., Маркиш, Д.: **Система автоматического регулирования мощности энергетических групп автономных микрогиэлектростанций.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 37

В работе представлена система автоматического регулирования мощности энергетических групп автономных микрогидроэлектростанций без аккумулирования, с резистивными гасителями энергии, питаемыми посредством магнитных усилителей. Преставлены экспериментальные результаты в связи с функционированием лабораторной модели подобных систем.

УДК **621.331.1**
ТИРИСТОРЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ТЯГА
Хаулер, Э.: **Система статический преобразователь переменного-постоянного тока — сериестный двигатель постоянного тока для электрической тяги средней мощности.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 40

В работе представлен синтез решений статических преобразователей переменного-постоянного тока для питания сериестных двигателей постоянного—тока, используемых в электрической тяги переменного тока горноругного городского и заводского типа. Анализируются их свойства и качественные показатели, подробно останавливаясь на новых схемах с форсируемой коммутацией, специфических методах управления, вопросах оптимизации специфических размеров сетей питания и, в заключение, на качественных показателях сериестных двигателей постоянного тока при их питании с помощью статических преобразователей.

УДК **621.314.02**
СРЕДНЯЯ ЧАСТОТА
ПАРАЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТЁР
Сзекели, И.: **Изучение геометрических размеров тиристорных преобразователей с паралельным инвертёром для индукционного нагрева.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 48

В работе рассматривается запуск, функционирование, у уравнения тиристорного паралельного инвертера средней частоты. Даются графики и уравнения для предварительного выбора геометрических размеров инвертёра, буферной цепи, а также пример расчёта.

УДК **621.313.32**
КОНВЕНЦИОНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ МАШИНА
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
Галан, Н., Михалаке, М.: **Экспериментальное определение эквивалентной электрической схемы для конвенциональной синхронной машины.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 54

Представлены варианты эквивалентных электрических схем из двух осей конвенциональной синхронной машины в корреляции с экспериментальными определениями, позволяющими определение параметров. Экспериментальные проверки совпадают с произведенными расчётами.

УДК **621.314**:**621.3.014.3**
ТОК КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ
ТИРИСТОРНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
Бурча, Т.: **Схема быстрого гашения тока короткого замыкания в тиристорных выпрямителях.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 58

Описываемая в работе схема представляет интерес в применении регулируемых источников, в которых поставляемая энергия должна блокироваться в очень короткое время, особенно в области электротехнологии.

УДК **621.3.012.621.317.35**
НЕЛИНЕЙНАЯ РЕЗИСТИВНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ
ЛИНИАРИЗАЦИЯ ПО УЧАСТКАМ
ГИБРИДНЫЙ АНАЛИЗ
Йордаке, М.: **Анализ нелинейных резистивных электрических цепей большой сложности.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 68

Работа дополняет методы гибридного анализа нелинейных резистивных электрических цепей, разработанных автором в [2,3] для случая, в котором анализируемая цепь содержит и нелинейные резисторы с однопоточными характеристиками напряжение-ток со способностью чтобы однопоточное отношение напряжение-ток каждого однопоточного нелинейного резистора допускало контролируемое параметрическое выражение в данном параметре.

УДК **621.314.2.001.24**:**621.316.052**
ОДНОФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР
ТРЁХФАЗНАЯ СИСТЕМА
РАСЧЁТ КОМПЛЕКСА
Гицэ, К., Ионеску, М.: **Трёхфазная система с помощью двух однофазных трансформаторов.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 2, февраль 1984, стр. 73

В работе описана схема осуществления трёхфазной системы напряжений с помощью двух однофазных трансформаторов. Рассчитываются напряжения и токи в зависимости от питающего напряжения схемы и полного нагрузочного сопротивления, а также видимые мощности, первичные и вторичные.

INHALT

DK 621.313.333
ASYNCHRONGENERATOREN
MIKROHYDROZENTRALEN
AUTOMATISIERUNG IN DER ENERGETIK
Budişan, N., Marchiş, D.: **Automatisches Regelsystem der Leistungen der energetischen Gruppen der autonomen Mikrohydrozentralen.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 37

In der Arbeit wird ein automatisches Regelsystem der Leistungen der energetischen Gruppen der autonomen Mikrohydrozentralen ohne Akkumulation, mit resistiven Energiesturzböden, die mit Hilfe von Magnetverstärker gespeist werden, gezeigt. Es werden die experimentellen Ergebnisse der Funktionierung eines Labormusters dieser Systeme vorgetragen.

DK 621.331.1
THYRISTOREN
ELEKTRISCHER ZUG
Hauler, E.: **Statisches Wandlersystem mit Wechselstrom-Gleichstrom-Gleichstrommotor in Serie für elektrischer Zug von mittlerer Leistung.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 40

Die Arbeit stellt eine Syntheze der statischen Wandler mit Wechsel — und Gleichstrom dar, die man für die Versorgung der Gleichstrommotoren mit Serie des elektrischen Zuges in Wechselstrom des bergbaulichen, städtischen und werklichen Typs benützt. Es werden dessen Eigenschaften und Performanzen analysiert, indem man sich auf die neuen angestrengten Schaltungsschemen, spezifischen Steuerungsmethoden, auf die Verringerungsprobleme der Grössen von den spezifischen Versorgungsnetze, auf die Performanzen der Gleichstrommotoren in Serie bei ihrer Versorgung mit Hilfe der statischen Wandler, bezieht.

DK 621.314.02

MITTLERE FREQUENZ
PARALLELER DREHRICHTER

Székely, I. : **Studie bezüglich der Dimensionierung der Wandler mit Thyristoren und parallele Drehrichter für die Wärmung mit Hilfe der Induktion.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 48

Die Arbeit stellt den Anlauf, den Betrieb und die Gleichungen des parallelen Drehrichters mit Thyristoren dar. Es werden Kennbilder und Verhältnisse für die Vordimensionierung des Drehrichters, des Zwischenkreislaufes und ein Rechenbeispiel festgelegt.

DK 621.313.32

KONVENTIONELLE SYNCHRONMASCHINE
EXPERIMENTELLE BESTIMMUNGEN

Galan, N., Mihalache, M. : **Die Identifizierung des elektrischen Ersatzbildes für die konventionelle Synchronmaschine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 54

Es werden einige Varianten der elektrischen Ersatzbilder aus den beiden Achsen der konventionnellen Synchronmaschine mit den experimentellen Bestimmungen, die die Erhaltung der Parameter ermöglichen, dargestellt. Die experimentellen Prüfungen stimmen richtig mit den durchgeführten Rechnungen überein.

DK 621.314 :621.3.014.3

KURZSCHLUSSTROM
GLEICHRICHTER MIT THYRISTOREN

Burcea, T. : **Schnellöschschema des Kurzschlusstromes bei den Gleichrichter mit Thyristoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 58

Das im Artikel beschriebene Schema ist bedeutungsvoll für den Einsatz der reglierten Quellen, wobei die Energie gestoppt werden muss, undzwar in sehr kurzer Zeit, speziell für die elektrisch-technologischen Bereiche.

DK 621.3.012 :621.317.35

NICHTLINEARER, RESISTIVER ELEKTRISCHER KREISLAUF
LINEARISIERUNG DER TEILE
HYBRIDE ANALYSE

Iordache, M. : **Bezüglich der Analyse der nichtlinearen resistiven elektrischen Kreisläufe grosser Komplexität.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, ar. 2, Febr 1984, S. 68

Die Arbeit vervollständigt die Methoden für die hybride Analyse der nichtlinearen, resistiven, elektrischen Kreisläufe vom Autor in 2, 3 zusammengefasst. Dies geschieht im Falle, dass der analysierte Kreislauf auch nichtlineare Widerstände enthält mit Charakteristiken eingheitlicher Spannungs-Strom, mit der Eigenschaft, dass das einheitliche Verhältnis Spannung-Strom jedes einheitlichen, nichtlinearen Widerstandes eine parametrische, kontrollierte Darstellung im Parameter enthält.

DK 621.314.2.001.24 :621.316.052

MONOPHASIERTER TRANSFORMATOR
DREIPHASENSYSTEM
KOMPLEXRECHNUNG

Ghiță, C., Ionescu, M. : **Dreiphasensystem mit Hilfe von zwei monophasierten Trasnformatoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 2, Febr 1984, S. 73

Die Arbeit stellt das Realisierungsschema eines Dreiphasensystems der Spannungen mit Hilfe von zwei monophasierten Transformatoren. Es werden die Spannungen und die Strömungen im Verhältnis zu den Versorgungsspennungen des Schemas and die Belastungsimpedanzen als auch die primären und sekundären Scheinkräfte berechnet.

CONTENT

DC 621.313.333

ASYNCHRONOUS GENERATORS
MICROHYDROPOWERSTATIONS
AUTOMATICS IN ENERGETICS

Budișan, N., Marchis, D. : **Automate controlling system of autonomous microhydropowerstations energetic groups power.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 37

The paper presents and automatic control system of autonomous microhydropowerstations energetic groups power, without accumulations, with energy dissipators supplied by magnetic amplifiers. Experimental results are presented concerning a laboratory model for such systems.

DC 621.331.1

THYRISTORS
ELECTRIC TRACTION

Hauler, E. : **The statie couverter system a.c. — d.c. series d.c. motor for medium power electric traction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 40

The paper presents a synthesis of several solutions concerning the d.c. motors supplying in electric traction, in alternative curent of mining, urban and factorial type. Their properties and performances are analysed, insisting on the new schemes with forced commutation, on the specific command methods, on the improvement of specific proportions on the network and finally on the performances of d.c. series motors in their supplying by means of static converters.

DC 621.314.02

MEDIUM FREQUENCY
PARALEL INVERTER

Székely, I. : **Study on converters dimensioning with thyristors, with paralel inverter for inductional heating.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 48

The starting, operation and invertor equations are presented for medium frequency with thyristors. Several grafics and relations are presented for inverter pre-dimensioning, for the intermediary circuit and a calculating example.

DC 621.313.32

CONVENTIONAL SYNCHRONE MOTOR
EXPERIMENTAL DETERMINATIONS

Galan, N., Mihalache, M. : **Experimental identification of an equivalent electric scheme for the conventional synchronous motor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, br. 2, febr 1984, p. 54

Several variants are presented for the equivalent electric schemes in the two axes of the conventional synchronous machines connected with experimental determinations which allows for parameter diminishing. The experimental tests are according to the calculations.

DC 621.314 :621.3.014.3

SHORTCIRCUIT CURRENT
THYRISTORS REDRESSING

Burcea, T. : **Fast quenching scheme of shortcircuited current with thyristorised redresors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 58

The scheme already presented is interesting for the correlated processes with their energies blocked for a very short time, in the electrotechnologies.

CD 621.3.012 :621.317.35

NONLINEAR RESISTIVE ELECTRIC CIRCUIT
PARTIAL LINEARIZATION
HYBRID ANALYSIS

Iordache, M. : **On the analysis of nonlinear resistive electrical circuits with great complexity.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 68

The present paper supplements the hybrid analysis methods for the resistive electrical nonlinear circuits elaborated by the author in [2, 3] for the case that the analysed circuit contains nonlinear resistors with unicursal voltage current characteristics and this relation for every nonlinear unicursal resistor admits a parameter representation controlled in the respective parameter.

DC 621.314.2.001.24 :621.316.052

MONOPHASE TRANSFORMER
THREE-PHASE SYSTEM
COMPLEX CALCULATION

Ghiță, C., Ionescu, M. : **Three-phase system with two monophase transformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 73

The paper describes the achievement scheme of a three-phased voltage system by means of two monophase transformers. Voltages and currents are calculated depending on the scheme supplying voltages and on the charge impedances, on the primary and secondary powers.

SOMMAIRE

CD 621.313.333

GÉNÉRATEURS ASYNCHRONES
MICROHYDROCENTRALES
AUTOMATISATIONS EN ÉNERGÉTIQUE

Budișan, N., Marchis, D. : **Système automatique de réglage de la puissance des groupes énergétiques des microhydrocentrales autonomes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p. 37

Dans l'ouvrage on présente un système automatique de réglage de la puissance des groupes énergétiques des microhydrocentrales autonomes sans accumulation, à dissipateurs d'énergie résistifs alimentés par l'intermédiaire des amplificateurs magnétiques. On présente les résultats expérimentaux concernant le fonctionnement d'un modèle de laboratoire de tels systèmes.

CD 621.331.1

THYRISTORS
TRACTION ELECTRIQUE

Hauler, E. : **Le système convertisseur statique c.a. — c.c. — moteur à c.c. série, destiné à la traction électrique de moyenne puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, febr 1984, p.

L'ouvrage présente une synthèse des solutions des convertisseurs statiques c.a. — c.c. pour l'alimentation des moteurs à c.c. série de la traction électrique en c.a. de type minier, urbain et pour milieu industrial. On analyse leurs propriétés et leurs performances, en insistant sur leurs nouveaux schémas à commutation forcér, sur les méthodes spécifiques de commande, sur les problems d'amélioration des grandeurs spécifiques des réseaux d'alimentation et finallment sur les performances des moteurs à c.c. serie pendant leur alimentation à l'orde des convertisseurs statiques.

CD 621.314.02

FRÉQUENCE MOYENNE
ONDULEUR PARALLELE

Székely, I. : **Etude sur le dimensionnement des convertisseurs à thyristors à onduleur parallèle pour le chauffage par induction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p.

On présente le démarrage, le fonctionnement et les équations de l'inverteur parallèle de fréquence moyenne à thyristors. On donne des graphiques et des relations afin de prédimensionner l'inverteur, le circuit intermédiaire et un exemple de calcul.

CD 621.313.32

MACHINE SYNCHRONE CONVENTIONNELLE
DETERMINATIONS EXPERIMENTALES

Galan, N., Mihalache, M. : **Identification expérimentale du schéma électrique équivalent pour la machine synchrone conventionnelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p.

On présente des variante, des schémas électrique équivalent des deux axes de la machine synchrone conventionnelle qui se trouvent en corélation avec les determinasions expérimentales en vue de décuire les paramètres. Les vérifications experimentales concordent d'une manière satisfaisante avec les calcules effectues.

CD 621.314 :621.3.014.3

COURANT DE COURT-CIRCUIT
REDRESSEURS À THYRISTORS

Burcea, T. : **Schéma d'extinction rapide du courant de court-circuit à rédresseurs à thyristors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 58

Le schéma décrit dans l'ouvrage est interessante pour la domaine des applications des sources règlées où l'énergie fournie doit être bloquée dans un delai très curt, surtout dans le domaine des électrotechnologies.

CD 621.3.012 :621.317.35

CIRCUIT ÉLECTRIQUE RÉSISTIF NONLINÉAIRE
LINÉARISATION PAR ZONES
ANALYSE HYBRIDE

Iordache, M. : **Sur l'analyse des circuits électriques résistifs nonlinéaires de grande complexité.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 68

L'ouvrage complète les methodes d'analyse hybride des circuits électrique résistifs nonlinéaires élaborés du l'auteur en [2, 3], pour la situation où le circuit analysé contient des résistors nonlinéaires à caracteristiques tension-courant unicourse ayant la propriété que la relation unicourse tension-courant du chaque résistor nonlinéaire unicourse admet une représentation paramétrique controllée dans le paramétre respectif.

CD 621.314.2.001.24 :621.316.052

TRANSFORMATEUR MONOPHASÉ
SYSTEME TRIPHASÉ
CALCUL EN COMPLEXE

Ghiță, C., Ionescu, M. : **Système triphasé à l'aide des deux transformateurs monophasés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 2, feb 1984, p. 73

L'ouvrage décrit le schéma de realisation d'un système triphasé de tensions à l'aide des deux transformateurs monophasés. On calcule des tensions et les curants par rapport aux tensions d'alimentation du schéma et aux impédance de charge, ainsi qu'aux puissances apparentes primaires et secondaires.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.313.333

GENERATOARE ASINCRONE
MICROHIDROCENTRALE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Sistem automat de reglare a puterii grupurilor energetice ale microhidrocentralelor autonome

NICOLAE BUDIŞAN, DOREL MARCHIŞ* – TIMIŞOARA

1. Reglarea puterii prin sisteme disipative de energie

În prezent, literatura de specialitate [1,2] preconizează utilizarea în reţelele microhidrocentralelor autonome, a unor sisteme automate disipative de energie care să compenseze fluctuaţiile consumului utilizatorilor şi, în acest fel, să asigure o putere constantă pentru generator, situaţie în care nu mai este necesară reglarea turbinei hidraulice, cu toate consecinţele ce decurg din acest lucru (eliminarea regulatorului de turaţie, relativ scump şi, mai ales, simplificarea turbinei şi ieftinirea ei).

2. Sistem disipativ de energie cu amplificatoare magnetice

La Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara s-a luat în consideraţie posibilitatea utilizării, pentru alimentarea sarcinii disipative, a amplificatoarelor magnetice (fig. 1),

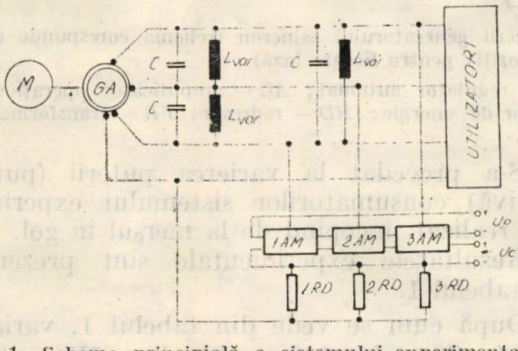


Fig. 1. Schema principială a sistemului experimentat, cu generator asincron autonom cu excitaţie capacitivă şi cu disipatori de energie alimentaţi prin intermediul amplificatoarelor magnetice.

Notaţii : *GA* – generator asincron ; *M* – motor de antrenare (simulează turbina) ; 1 *AM*, 2 *AM*, 3 *AM* – amplificatoare magnetice ; 1 *RD*, 2 *RD*, 3 *RD* – rezistoare disipative de energie ; *C* – condensatoare de excitaţie ; L_{var} – inductanţe varibile pentru ajustarea excitaţiei ; U_c – tensiune de comandă ; U_p – tensiune de polarizare.

avînd în vedere fiabilitatea sporită şi simplitatea sistemului de comandă a acestora, în comparaţie cu cea a altor sisteme.

Studiile au fost întreprinse într-un cadru contractual, pentru Centrul de cercetări ştiinţifice şi inginerie tehnologică pentru echipamente hidroenergetice Reşiţa, în sarcina căruia revine realizarea unui număr important de microhidrocentrale.

3. Armonicele de tensiune

Cercetările teoretice şi experimentale privind problema distorsiunii tensiunii reţelei aferente sistemului de tipul considerat, distorsiune determinată, în principal, de amplificatoarele magnetice de reglare a puterii, au fost prezentate în [5] şi [6], conducînd la concluzia că distorsiunile se încadrează în prevederile normelor [4].

4. Sistemul automat de reglare a puterii

Sistemul de reglare preconizat la IPTVT are structura arătată în figura 2.

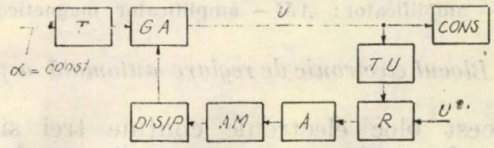


Fig. 2. Sistemul automat de reglare a puterii generatorului asincron al unei microhidrocentrale autonome, cu disipatori de energie alimentaţi prin intermediul unor amplificatoare magnetice.

Notaţii : *T* – turbină ; *G* – generator asincron ; *CONS.* – consumatori ; *TU* – traductor de tensiune alternativă ; *R* – regulator de tensiune ; *A* – amplificator ; *AM* – amplificator magnetic ; *DISIP* – disipatori de energie ; α – deschiderea organului de reglare a turbinei ; *U* – tensiunea generatorului ; U^* – mărimea de prescriere a tensiunii.

Pentru studiul calităţii sistemului preconizat, a fost realizat un model de laborator al acestuia, de putere redusă, turbina fiind modelată cu un motor de curent continuu, celelalte elemente fiind cele ale sistemului

* Prof. dr. ing. *Budişan, M.* şi ing. *Marchiş, D.*-Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" – Timişoara.

preconizat. Mașina asincronă utilizată ca generator are următoarele date nominale: $P_N = 4$kW, $U_N = 380/220$V, $I_N = 11{,}9/20{,}6$A, $n_N = 915$ rot/min, $\cos \varphi_N = 0{,}64$. Celelalte elemente au fost alese corespunzător puterii și tensiunii mașinii asincrone.

Pentru ca disipatorii să poată prelua întreaga sarcină a consumatorilor (sarcina nominală) este necesar ca puterea acestora să fie mai mare decît sarcina nominală a consumatorilor. În cazul sistemului experimentat a rezultat necesară o putere a disipatorilor cu 20% mai mare decît puterea maximă a consumatorilor.

În cadrul sistemului automat de reglare a puterii, preconizat și realizat, puterea se reglează indirect, în funcție de tensiune. Sînt posibile și variante de reglare în funcție de frecvență sau putere, acestea din urmă necesitînd însă traductoare relativ mai complicate.

— amplificatorul magnetic AM ce reglează puterea absorbită de disipatorul DSP;

— amplificatorul de ieșire A, avînd rolul de a adapta ieșirea regulatorului cu intrarea de comandă a amplificatorului magnetic AM.

5. Rezultate experimentale privind funcționarea sistemului de reglare a puterii preconizat (model de laborator)

Sistemele de reglare a puterii, aferente fiecărei faze, au fost ajustate în așa fel încît dacă valoarea puterii consumate de către utilizatori este cea nominală, disipatorii de energie au consum minim (tabelul 1).

La micșorarea puterii consumatorilor sistemele de reglare comandă corespunzător puterea disipatorilor în așa fel încît variația ei să compenseze variația puterii consumatorilor propriu-zișI.

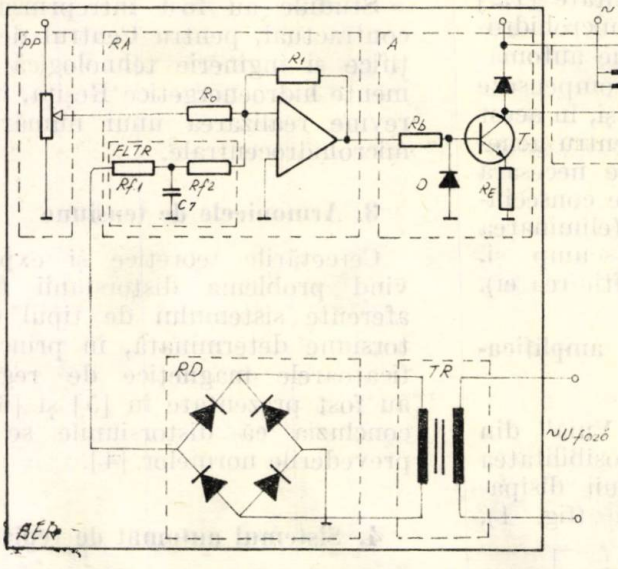


Fig. 3. Schema electrică a dispozitivului de reglare automată a puterii generatorului asincron (schema corespunde unei faze; sistemul are cîte un astfel de dispozitiv pentru fiecare fază)

Notații: *BER* — bloc electronic de reglare; *FLTR* — filtru; *RA* — regulator automat; *AO* — amplificator operațional; *A* — amplificator; *AM* — amplificator magnetic; *DSP* — disipator de energie; *RD* — redresor; *TR* — transformator.

4.1. Blocul electronic de reglare automată a puterii

Acest bloc electronic conține trei sisteme de reglare, cîte unul pentru fiecare fază, și sursele stabilizate de alimentare a circuitelor electronice. Sistemul de reglare aferent unei faze are o structură simplă și cuprinde (fig. 3):

— potențiometrul de prescriere a tensiunii de referință PP;

— traductorul de tensiune alternativă monofazat, compus dintr-un transformator coborîtor de tensiune TR și un redresor RD cu filtru de netezire FLTR;

— elementul de comparare și regulatorul de tensiune RA realizate cu un amplificator operațional AO, regulatorul avînd o lege de reglare de tip P;

S-a procedat la varierea puterii (puterea activă) consumatorilor sistemului experimental realizat, începînd de la mersul în gol.

Rezultatele experimentale sînt prezentate în tabelul 1.

După cum se vede din tabelul 1, variațiile tensiunilor celor 3 faze sînt de -7V $\div +8$V, ceea ce reprezintă o variație procentuală de $-3{,}18\% \div +3{,}64\%$ încadrîndu-se în limite acceptabile. La modificarea sarcinii utile în întreg domeniul considerat (tabelul 1), s-a constatat o variație a frecvenței în limitele 49,4Hz ÷ 50, 4Hz, ceea ce reprezintă o variație procentuală de $-1{,}2\% \div +0{,}8\%$, variație ce se încadrează în limite acceptabile.

S-a determinat, de asemenea, variația tensiunii în regimurile tranzitorii ce au loc la

Tabelul 1

Caracteristicile de funcţionare a SAR a puterii electrice a unui grup hidroelectric pentru microhidrocentrale avînd disipator pe fiecare fază, alimentate prin intermediul a trei amplificatoare magnetice comandate fiecare de către regulatorul fazei respective

n RPM	U_{GAS}, V			I_{GAS}, A			P_{GAS}, W	I_{DISIP}, A			P_{DISIP} W	$(I_c)_{AM}$, mA			P_{CONS}, W	I_{CONS}, A		
	R	S	T	R	S	T		R	S	T		R	S	T		R	S	T
1 170	228	228	217	9	10,2	8,8	3 760	5	5	5,4	3 200	220	210	200	0	0	0	0
1 160	225	227	216	9	10,2	8,4	3 760	5	5	5,2	3 040	195	195	165	120	0,6	0	0
1 170	215	225	215	9	10,4	8,2	3 680	4	5	5	2 560	80	190	150	560	3	0	0
1 165	215	225	215	9	10,4	8	3 068	3,4	5	4,8	2 240	60	190	140	8 800	4,4	0	0
1 165	215	225	215	9	10,4	8	3 600	3,2	4,8	4,6	2 080	60	150	120	1 000	4,4	1	0
1 175	215	218	218	9	9,6	8,6	3 600	3,2	3,4	5	1 600	60	70	160	1 440	4,4	2,4	0
1 175	217	220	215	9,4	10,2	8	3 520	3,2	3	4,4	1 440	60	60	120	1 800	4,4	4,4	0
1 175	213	218	215	9,2	10,2	8,2	3 520	3,2	2,8	4	1 120	55	55	110	1 920	4,4	4,4	1,4
1 170	215	218	213	9	10,2	8,4	3 520	2,6	2,2	3	560	55	55	85	2 480	4,4	4,4	3
1 160	215	218	213	8,8	10,2	9	3 520	2,2	1,8	2,2	320	50	50	65	2 800	4,4	4,4	4,4

variaţia instantanee a sarcinii de la valoarea nominală la zero. A rezultat un vîrf de variaţie de tensiune $\Delta U = 61$V, ceea ce reprezintă o variaţie procentuală de 27,8%.

Durata procesului tranzitoriu în care are loc variaţia tensiunii menţionată mai sus a fost $(\Delta t)_U < 0{,}1$s.

Avînd în vedere durata scurtă a intervalului de variaţie a tensiunii la descărcarea bruscă a puterii nominale, variaţiile de tensiune menţionate pot fi considerate admisibile.

La comutaţiile curente din reţea au loc variaţii ale puterii mult mai mici decît puterea nominală a generatorului, şi corespunzător, variaţia tensiunii şi durata de variaţie se vor reduce.

6. Concluzii finale

1. Dispozitivul de automatizare a reglării fiind mai simplu decît cel al altor sisteme cunoscute, asigură sistemului de reglare o fiabilitate sporită.
2. Factorul de distorsiune a tensiunii reţelei aferente sistemului se încadrează în limitele admisibile.
3. Variaţia tensiunii celor trei faze ale generatorului sistemului se încadrează în limitele admisibile.
4. Avînd în vedere simplitatea, fiabilitatea şi calitatea corespunzătoare, sistemul preconizat poate fi aplicat la microhidrocentralele de tipul considerat (autonome, fără acumulare).
5. În cazul puterilor mai mari, pentru a evita instalarea unor disipatori avînd întreaga putere a generatorului, s-a supus atenţiei CCSITEH combinarea a două sisteme de reglare :

a) reglarea rapidă a puterii generatorului asincron cu disipatori avînd puterea egală cu a celor mai mari consumatori din sistem ;

b) reglarea lentă, constructiv mai simplu de realizat, a turaţiei turbinei şi, prin aceasta, readucerea disipatorilor în starea de aşteptare, pregătiţi pentru noi intervenţii rapide.

Bibliografie

[1] *Woodward, J. L., Bpoys, J. T.* Electronic load governor for small hydro plants. Water Power and Damf Construction, July 1980.

[2] *Gheorghiţă, L. Grando, I., Neda, T., Marton, N., Mureşan, A.* Cercetări experimentale preliminare şi studiul posibilităţii „reglării" tensiunii fără regulator, cu „absorbanţi de energie". Ac. 14.94.71. „Asimilarea a trei tipodimensiuni de bază pentru fabricaţia de microhidroagregate". Reşiţa, aprilie 1977. I.C.P.E.H.R.

[3] *Ivanov, A.A.* Generatori asincroni pentru centrale hidroelectrice de mică putere, Bucureşti, Ed. Energetică de stat, 1952.

[4] DIN 57160, Teil 2, Oct. 1975. VDE — Bestimmung für die Ausrüstung von Starkstromanlagen mit elektronischen Betriebsmitteln der Leistungselektronic in Starkstromanlagen (BLE).

[5] *Budişan, N., Fericeanu, S., Lungu, O.* Armonicele de tensiune în reţelele microhidrocentralelor autonome cu generatoare asincrone şi sisteme automate disipative de energie cu amplificatoare magnetice pentru reglarea puterii. Bucureşti, Electrotehnica, electronica şi automatica, nr. 2, februarie 1982.

[6] *Budişan, N., Henţea, T., Văcărescu, E.* Metodă de calcul al armonicilor de tensiune în reţelele microhidrocentralelor cu sisteme automate disipative de energie electrică neliniare. Bucureşti, Electrotehnica, electronica şi automatica, nr. 3, aprilie 1982.

CZ 621.331.1

Sistemul convertor static curent alternativ—curent continuu—motor de curent continuu serie destinat tracțiunii electrice de medie putere

ERWIN HAULER * — TIMIȘOARA

Introducere

Sistemele de convertire a energiei în tracțiunea electrică pe șină au cunoscut în ultimii ani, datorită perfecționării convertoarelor statice cu elemente semiconductoare transformări importante avînd ca efecte fiabilizarea echipamentelor de tracțiune și reducerea consumurilor energetice. În acest context tracțiunea electrică de medie putere, prin care se va înțelege cea specifică transportului minier, urban, uzinal, alimentat de la fir de contact cu tensiuni ce nu depășesc 1 kV și puteri instalate în vehiculele motoare sub 500 kW, oferă exemple edificatoare.

În tracțiunea de medie putere clasică, sistemul de convertire a energiei utilizat presupune alimentarea firului de cale cu tracțiune continuă obținută de la substații de redresare și modificarea turației motoarelor de tracțiune de curent continuu cu excitație serie prin metode electromecanice sau electronice (convertoare statice curent continuu-curent continuu). Utilizarea semiconductoarelor de putere permite însă fiabilizarea sistemului de convertire prin eliminarea substațiilor de tracțiune și înlocuirea lor cu posturi de transformare, alimentarea firului de contact cu tensiune alternativă și dispunerea de convertoare statice curent alternativ-curent continuu (CSAC) necesare modificării turației acelorași motoare de curent continuu cu excitație serie [20].

În lucrare se prezintă o sinteză a CSAC utilizabile, proprietățile și performanțele acestora, metodele de comandă, specifice, probleme legate de ameliorarea mărimilor specifice rețelelor de alimentare și performanțelor motoarelor de curent continuu serie la alimentarea prin intermediul CSAC în regim staționar.

1. CSAC destinate alimentării motoarelor de tracțiune de curent continuu serie

1.1. Terminologii. Clasificarea CSAC. Scheme concrete de CSAC

CSAC destinate tracțiunii de medie putere în curent alternativ trebuie să permită conectarea directă la o rețea monofazată, întrucît la aceste nivele de tensiune nu se justifică prezența unui transformator. Ventilele semiconductoare utilizabile sînt de tipul diodă, tiristor, tranzistor și tiristor blocabil (tiristor clasic cu dispozitiv de stingere forțată a lui sau tiristor cu posibilitatea comandării blocării prin poartă).

În componența CSAC de tipul impus există întotdeauna grupe formate din două ventile ce conduc curentul alternativ, cele posibile, realizate din combinații ale ventilelor semiconductoare amintite, fiind redate în figura 1. Prin legarea în serie a acestor grupe se obțin schemele de CSAC monofazate în punte prezentate în figura 2, cu indicarea grupelor de

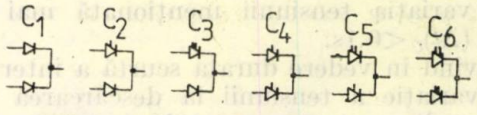


Fig. 1. Grupe de ventile ale *CSAC*.

ventile din a căror combinație au rezultat și formele de undă ale tensiunii redresate, cu neglijarea comutației, ce furnizează informații privind regimurile de funcționare și modalitățile de comandă corespunzătoare [22].

Prin combinarea a două grupe de comutație de tip C_1 se obține redresorul în punte necomandat. Schemele semicomandate (*2* la *5*) pot fi realizate în varianta simetrică (*3* și *5*) sau asimetrică (*2* și *4*), schemele *2* și *3* funcționînd cu comutație naturală, de la rețeaua externă, iar *4* și *5* permițînd și comutația proprie, forțată. Din categoria schemelor în punte complet comandate se prezintă mai întîi varianta clasică cu comutație naturală (*6*), urmată de cele cu comutație de la rețea și proprie (*7* și *8*,) la care două tiristoare sînt realizate cu posibilitatea de stingere, după modul de dispunere al acestora, existînd schema asimetrică (*7*) și simetrică (*8*). În final, modul cel mai complex de realizare a unei punți monofazate este acela de utilizare de tiristoare blocabile în toate cele patru ramuri ale punții (*9*). În figura 4 sînt trecute și notațiile prescurtate ale diferitelor variante de scheme folosite în continuare.

Analizînd formele de undă ale tensiunii redresate prezentate în fgura 2 se observă că variantele de la *1* la *5* pot funcționa numai în regim de redresor, pe cînd cele de la *6* la *9* permit și pe cele de invertor.

Ing. *Erwin Hauler*-Catedra de utilizările energiei electrice și mașini elecrice a Institutului Politehnic „Traian Vuia"—Timișoara

Schemele *4,5,7,8* și *9* permit, la alimentarea de la o rețea neinductivă, conectări și blocări ale punților redresoare în orice moment, ceea ce poate deveni avantajos pentru ameliorarea parametrilor de curent alternativ ai CSAC.

1.2. *Modalitățile principiale de comandă ale CSAC în punte monofazată*

Performanțele unui CS în general sînt stabilite în măsura cea mai mare de modul de comandă al acestuia. Figura 4 conține

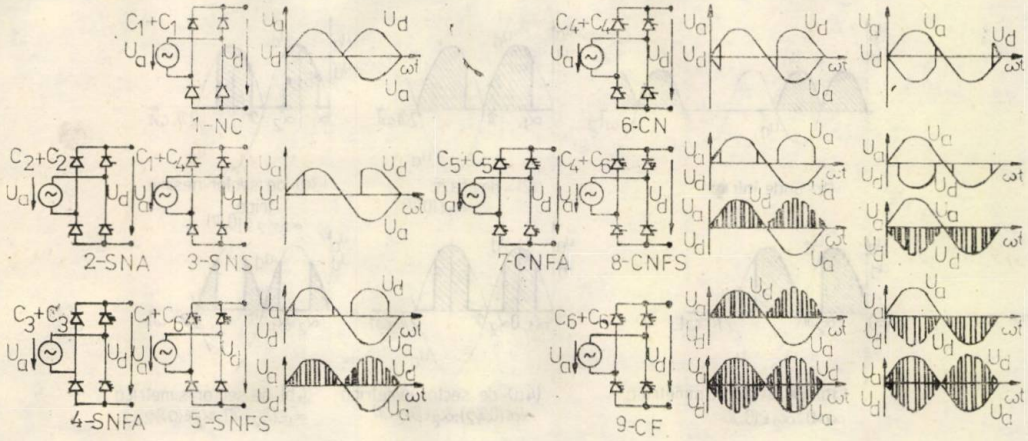


Fig. 2. Scheme de *CSAC* monofazate în puncte.

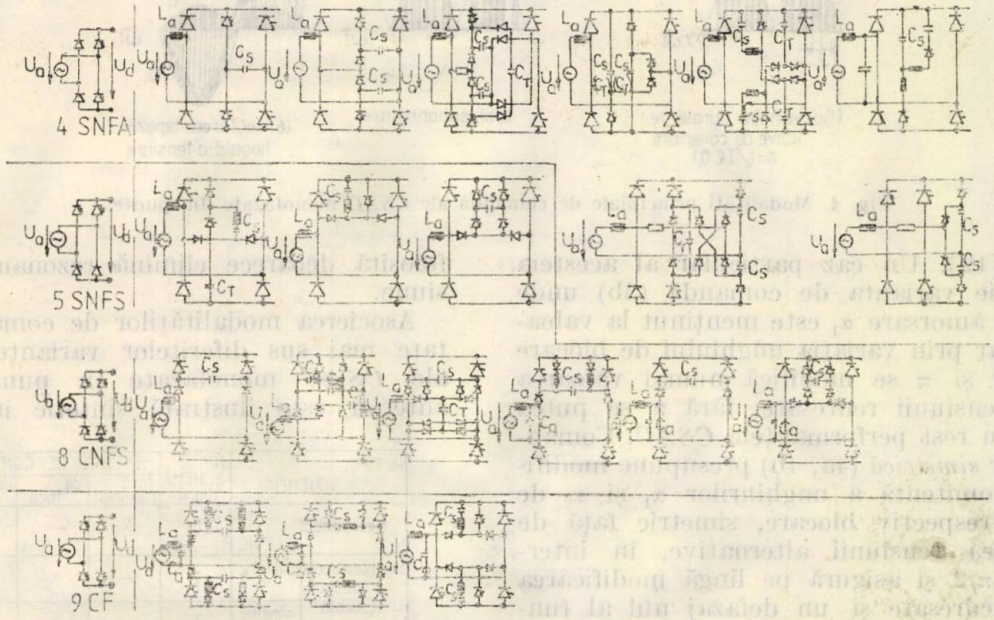


Fig. 3. Scheme concrete de *CSAC* monofazate în punte cu comutație naturală și forțată.

Datorită multiplelor posibilități de realizare a comutației forțate, există o mare varietate de scheme concrete în punte monofazată. Este dificilă o prezentare sistematică și datorită faptului că la unele din aceste scheme, pe lîngă condensatoarele clasice de stingere (C_s) utilizate la comutația forțată în curent continuu, sînt necesare și condensatoare tampon (C_T) pentru preluarea energiei magnetice înmagazinate în transformator și linie la blocarea punții, iar la comanda cu pulsuri, condensatoare de accelerare [4], [10].

În figura 3 se prezintă soluții concrete pentru realizarea schemelor principiale *4,5,8* și *9* din figura 4 [22], [4], [13], [21], [26].

formele de unde ale tensiunii redresate ale CSAC, cu neglijarea comutației, care ilustrează și modurile de comandă ale acestora.

Comanda cu *unde întregi* (1) și cea *de fază* (2) sînt specifice pentru CSAC cu comutație naturală de tip SNS, SNA și CN, prima fiind mai puțin utilizată din cauza componentelor continue în mărimile din rețeaua de tensiune alternativă, a doua prezentînd neajunsurile menționate în paragraful 3.

CSAC cu comutație naturală și forțată (*SNFS*, *SNFA*, *CNFS* și *CNFA*), sau numai forțată (*CF*), pot fi comandate după una din metodele prezentate în continuare (figura 4). Comanda *de sector nesimetrică* (3a) se obține

prin modificarea concomitentă a unghiului de amorsare α_1 și celui de blocare α_2, variabile potențial între 0 și π, după o lege anumită, astfel încît se poate realiza și modificarea tensiunii continue și ameliorarea parametrilor de curent alternativ (vezi paragraful 3) lui alternativ sau a tensiunii de alimentare necesare a *CSAC* (după condensatorul de accelerare) și reglarea bipozițională a acestora, stabilindu-se prin aceasta momentele de amorsare și blocare, frecvența de pulsație fiind liberă [19]. Reglarea tensiunii este mai des

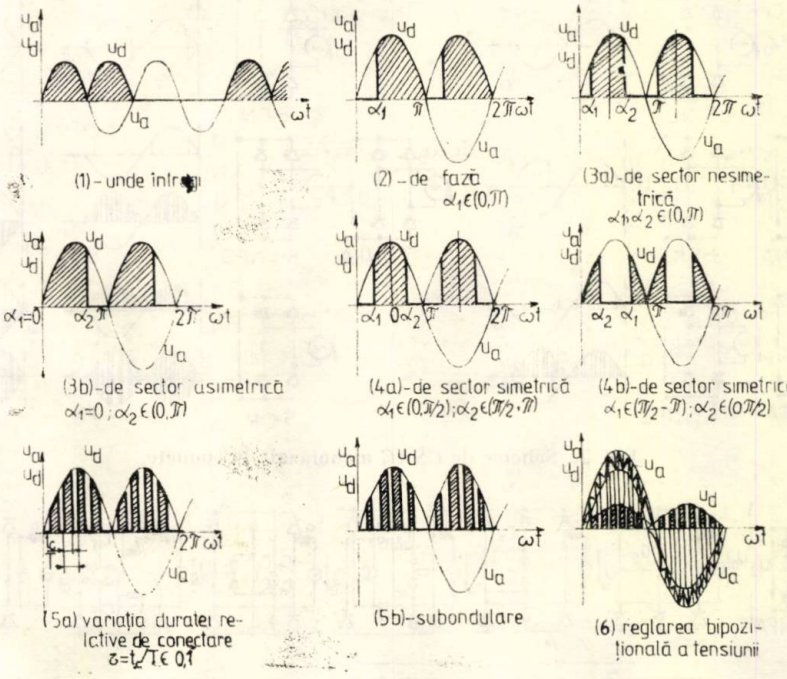


Fig. 4. Modalități principiale de comandă ale *CSAC* monofazate în punte.

[4], [7], [12]. Un caz particular al acesteia îl constituie varianta de comandă (3b) unde unghiul de amorsare α_1 este menținut la valoarea zero, iar prin variația unghiului de blocare α_2 între 0 și π se modifică numai valoarea medie a tensiunii redresate, fără a se putea influența în rest performanțele *CSAC*. Comanda *de sector simetrică* (4a, 4b) presupune modificarea concomitentă a unghiurilor α_1 și α_2 de amorsare, respectiv blocare, simetric față de amplitudinea tensiunii alternative, în intervalul $0 - \pi/2$ și asigură pe lîngă modificarea tensiunii redresate și un defazaj nul al fundamentalei curentului alternativ față de tensiune. Cele două variante prezentate sînt identice sub aspectul performanțelor; din motive de dimensionare a circuitelor de forță este agreat modul de comandă 4a [11]. Comanda *cu frecvență de pulsație ridicată, constantă* (5a, 5b) permite mărirea numărului de pulsuri pe semiperioadă a tensiunii redresate cu scopul deplasării spectrului de frecvență al curenților și tensiunilor spre frecvențe ridicate, convenabilă pentru dimensionarea filtrelor. Modificarea tensiunii continue redresate se poate face prin *varierea duratei relative de conducție* a *CSAC* (5a), sau prin *modularea în durată pe semiperioadă* a acestuia (subondulare) (5b) [10] [27]. În fine, comanda *în buclă închisă* a *CSAC* se realizează prin impunerea curentului folosită deoarece elimină rezonanțele de tensiune.

Asocierea modalităților de comandă prezentate mai sus diferitelor variante de scheme ale *CSAC* monofazate în punte discutate anterior este ilustrată sintetic în tabelul 1.

TIPUL SCHEMEI		NR. SCHEMĂ (fig.4)	MOD DE COMANDĂ fără comandă	de fază	de sector	pulsată
Necomandat NC		1	X	—	—	—
Semi comandat cu comutație naturală SN	asimetric A	2	—	X	—	—
	simetric S	3	—	X	—	—
Semi comandat cu comutație naturală și forțată SNF	asimetric A	4	—	X	X	X
	simetric S	5	—	X	X	X
Complet comandat cu comutație naturală CN		6	—	X	—	—
Complet comandat cu comutație naturală și forțată CNF	asimetric A	7	—	X	X	X
	simetric S	8	—	X	X	X
Complet comandat cu comutație forțată CF		9	—	X	X	X

1.3. Combinații ale schemelor CSAC în punte monofazată

Sînt posibile conectări în paralel sau antiparalel ale *CSAC* pe partea de tensiune continuă a lor.

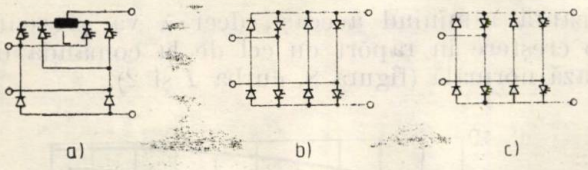


Fig. 5. Combinații ale *CSAC* în punte monofazată : a) legarea în paralel ; b) c) legarea în antiparalel.

La conectarea în paralel a două punți de tip SNFS (figura 5), se poate funcționa la durate relative de conducție diferite ale acestora, nesimetriile de tensiune fiind preluate de inductivitatea L [22].

Două situații de legare în antiparalel a două punți sînt redate în figura 5b și 5c, prima constînd din legarea în antiparalel a unor punți *NC* și *CN*, a doua din conectarea unora de tipul *NC* și *CCF*. Ultima soluție este utilizată prioritar la alimentarea CS curent continuu-curent alternativ, destinate motoarelor de curent alternativ [23].

1.4. CSAC rezultate din combinații ale unor tipuri diferite de convertoare elementare

Se pot utiliza scheme combinate cu redresoare necomandate în punte *NC* cu convertoare statice curent alternativ-curent alternativ (*CSAA*) sau curent continuu-curent continuu (*CSCC*), făcînd uz în acest fel de performanțele foarte bune ale punții *NC*.

Prin conectarea unei grupări în antiparalel de tiristoare în circuitul de curent alternativ al unui redresor *NC* (figura 6a) se pot obține formele de undă prezentate alăturat pentru regimul de funcționare, ca și contactor sau variator static de tensiune alternativă al grupării. *CSAA* poate fi realizat și cu comutație forțată, conectat în serie sau paralel cu

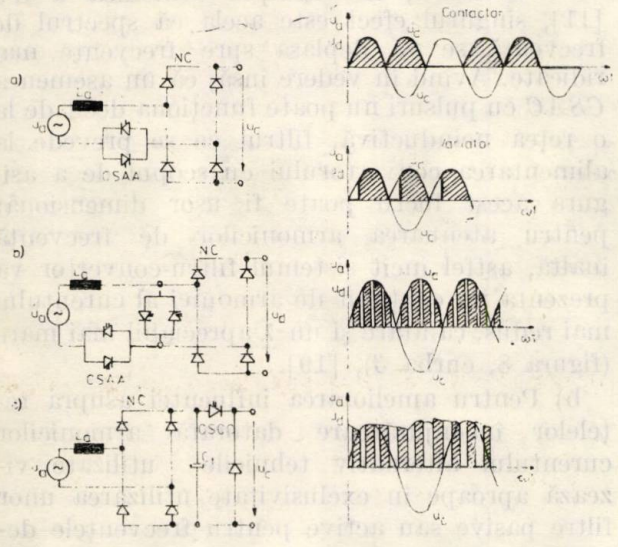


Fig. 6. *CSAC* rezultate din combinații ale unor convertoare statice elementare diferite.

redresorul *NC* (figura 6b), obținîndu-se astfel forme de undă similare celor de la schemele *CSAC* în punte, analizate anterior.

O soluție realizabilă din această categorie de scheme se obține prin utilizarea unui *CSCC* ce asigură modificarea tensiunii continue constante furnizată de o punte *NC*, sistemul necesită însă un bloc de filtre al tensiunii continue după puntea *NC* (figura 6c).

2. Probleme ale rețelelor de curent alternativ de alimentare și înconjurătoare ale CSAC

2.1. Influențe ale CSAC asupra rețelelor de alimentare și înconjurătoare

Funcționarea *CSAC* conectate la rețele do alimentare în curent alternativ se manifestă negativ asupra acestora și a rețelelor înconjurătoare prin [27] :

a. Defazajul fundamentalei curentului față de tensiunea de alimentare φ_1, care cauzează apariția unui curent reactiv suplimentar ce conduce la mărirea curentului global ; apar astfel căderi de tensiune suplimentare în rețeaua de alimentare, solicitări și încălziri suplimentare ale aparatajului electrotehnic în general ;

b. Puterea deformantă care apare datorită curenților nesinusoidali și datorită pantelor de curenți în domeniul comutației, conducînd la armonici impare în curentul rețelei ; armonici pare apar numai la comenzi nesimetrice pe alternanțe, în procese dinamice sau la defecțiuni ale sistemului de comandă ; ca influențe, pe lîngă cele precizate la punctul precedent, se pot manifesta și perturbații în rețelele electrice înconjurătoare.

c. Rezonanțe de tensiune la anumite configurații ale rețelelor datorită proceselor de comutație periodice. Ele se manifestă prin supratensiuni apreciabile de 2—4 ori tensiunea nominală, avînd domeniul de frecvență cuprins între (500÷2 000) Hz și conduc la suprasolicitarea echipamentului electronic [16].

Influențele asupra rețelelor înconjurătoare pot fi de natură galvanică, capacitivă sau inductivă. Dacă influențele datorate cuplajelor capacitive pot fi relativ ușor înlăturate, cele de natură galvanică și inductivă ridică în general probleme deosebite.

CSAC pentru utilizarea de față trebuie să asigure pe lîngă modificarea tensiunii continue și mărimi acceptabile pe partea de curent alternativ, în sensul celor prezentate mai sus. Convertoarele cu comutație naturală nu realizează decît primul deziderat, pentru cel de-al doilea fiind necesare mărimi externe, pe cînd cele cu comutație forțată pot asigura și parametrii îmbunătățiți în curent alternativ.

2.2. Metode de ameliorare a influențelor asupra rețelelor

2.2.1. Metode specifice sistemului CSAC — motor curent continuu

a) Pentru ameliorarea lui cos φ_1 și a armonicilor se utilizează o serie de metode după cum urmează :

1. Dacă se preferă convertoarele cu comutație naturală se recomandă utilizarea punții semicomandate asimetrice (schema 3, figura 2), care are comportarea cea mai bună din acest punct de vedere [1] [17], [24], [25].

2. Optimizarea sistemului în ansamblu, acționîndu-se, în special, în sensul măririi raportului dintre inductivitatea de filtrare și cea din rețeaua de curent alternativ [6], [7]. Se pot obține creșteri ale factorului de putere global λ [8] cu (10—15%) la scăderi ale curentului alternativ de pînă la 20%.

3. Dispunerea de condensatoare de compensare pe vehicul. Pentru fiecare unghi φ_1 însă, deci și pentru fiecare unghi de comandă α există o valoare optimă a capacității necesare pentru compensarea totală a puterii reactive Q, corespunzătoare fundamentalei curentului. Factorul de putere global λ poate crește cu aproximativ 30% (figura 7) [4], [18].

4. Utilizarea convertoarelor cu comutație forțată cu metode de comandă adecvate. Pentru asigurarea unui defazaj φ_1 nul, la neglijarea comutației, comanda de sector (figura 4) trebuie să fie simetrică, ca atare nu mai există posibilitatea de a influența prin metode specifice convertoarelor armonicile de curent, α fiind necesar pentru modificarea tensiunii [11]. În realitate, datorită procesului de comutație forțată se lucrează întotdeauna cu o comandă de sector asimetrică (figura 4) unde prin α_1, α_2 se modifică valoarea medie a tensiunii continue, α_2 fiind corectat printr-o buclă de reglare a lui cos φ_1 [12]. Bineînțeles că din expresia puterii aparente va dispare termenul corespunzător puterii reactive a fundamentalei curentului, puterea deformantă rămînînd aceeași, deci λ va prezenta o creștere în raport cu cel de la comanda de fază normală (figura 8, curba *1* și *2*).

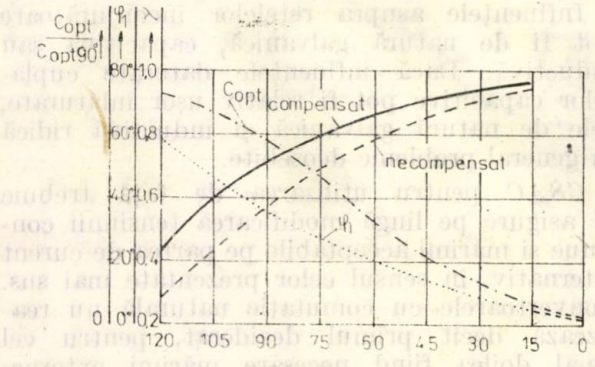


Fig. 7. Variația factorului de putere total λ compensat și necompensat, al unghiului de defazaj al fundamentalei curentului alternativ față de tensiune φ_1 și a capacității optime de compensare în funcție de unghiul de comandă α.

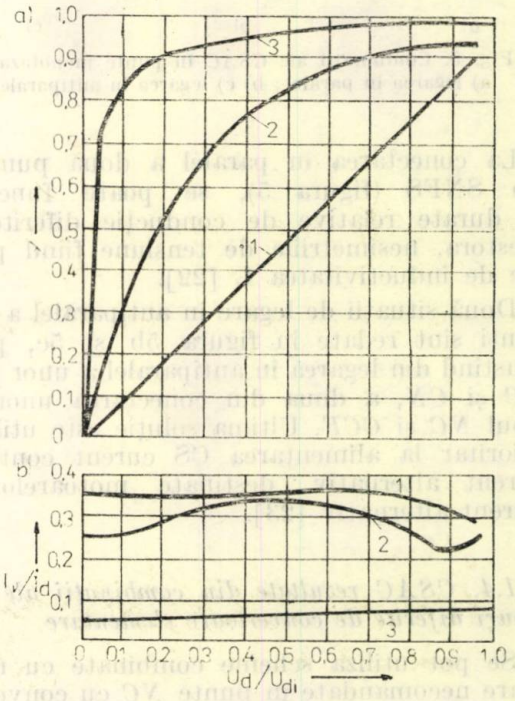


Fig. 8. Factorul de putere total λ și valoarea relativă a armonicii de curent I_v/I_d la același curent continuu I_{dn} funcție de tensiunea continuă relativă U_d/U_{di}; 1) punte *CN*; 2) punte *CNFS* cu comandă de sector; 3) punte *CNFS* pulsată.

Se constată că la mărirea numărului de pulsuri pe semiperioadă cu asigurarea simetriei față de amplitudinea tensiunii pentru realizarea lui $\varphi_1 = 0$, puterea deformantă rămîne neschimbată. Chiar dacă prin repartiția corespunzătoare a acestor pulsuri se elimină anumite armonici, de exemplu armonica a 3-a [11], singurul efect este acela că spectrul de frecvență se va deplasa spre frecvențe mai ridicate. Avînd în vedere însă, că un asemenea *CSAC* cu pulsuri nu poate funcționa decît de la o rețea neinductivă, filtrul ce se prevede la alimentarea convertorului cu scopul de a asigura acest lucru poate fi ușor dimensionat pentru atenuarea armonicilor de frecvență înaltă, astfel încît sistemul filtru-convertor va prezenta un conținut de armonici al curentului mai redus, ca atare și un λ apreciabil mai mare (figura 8, curba *3*), [19].

b) Pentru ameliorarea influenței asupra rețelelor înconjurătoare datorată armonicilor curentului alternativ tehnicile utilizate vizează aproape în exclusivitate utilizarea unor filtre pasive sau active pentru frecvențele deranjante dacă acestea mai apar după satisfacerea condițiilor prezentate anterior [27].

2.2.2. Metode specifice rețelelor de alimentare ale CSAC

a) Pentru îmbunătățirea lui $\cos\varphi_1$ și scăderea armonicilor se pot folosi baterii de condensatoare de compensare amplasate în substațiile de alimentare. Metoda nu este agreată deoarece ea are influență numai strict asupra rețelei de alimentare fără linia de contact. Se folosesc numai atunci cînd împreună cu inductivități sînt folosite pentru filtre destinate atenuării unor anumite armonici.

b) Pentru prevenirea rezonanțelor de tensiune în sistem, periculoase pentru elementele semiconductoare de putere sînt necesare [5], [28] :

— inductivitate redusă, deci putere de scurt-circuit mărită a rețelei la locul de alimentare;

— evitarea firelor de contact cu un capăt liber;

— amplasarea unor elemente perturbatoare în deplasarea undelor, de exemplu ramificații;

— consumatori suplimentari în rețea;

— amortizarea la capetele liniilor prin filtre *RC* etc.

3. Motoare de curent continuu serie alimentate de la CSAC

3.1. Efecte ale alimentării motoarelor de curent continuu serie de la CSAC

După cum este cunoscut, armonicile de tensiune și curentul continuu furnizate de CSAC conduc la o serie de efecte nedorite în funcționarea motoarelor de curent continuu și anume [1], [2] [3]:

— creșterea valorii efective a curentului indusului, rezultînd pierderi în cupru mai ridicate;

— pulsații ale cîmpului magnetic ce conduc la pierderi suplimentare în fierul mașinii;

— și la încărcarea staționară variația curentului indusului mașinii $di/dt \neq 0$, rezultînd o comutație înrăutățită;

— zgomot „magnetic" mai ridicat al mașinii.

3.2. Metode pentru ameliorarea funcționării motoarelor de curent continuu alimentate de la CSAC

Metodele utilizate se împart în două categorii și anume în cele care reduc armonicile în sine și cele care reduc influențele armonicilor asupra funcționării motoarelor.

Toate măsurile din prima categorie impun, în principiu, mărirea inductivității în circuitul de curent continuu, realizat cel mai simplu prin intercalarea unei inductivități suplimentare. Deci reducerea armonicilor nu este o problemă tehnică, ci una de compromis, trebuind să se găsească un optim între necesar pe de o parte și gabarit, greutate, preț de cost pe de altă parte, avînd ca urmare existența întotdeauna a unui anumit conținut de armonici. Deci, măsurile din a doua categorie devin absolut necesare.

Următoarele trei direcții trebuie avute în vedere atunci cînd, la un grad de ondulare a curentului dat, se doresc solicitări minime în mașină [9]:

— neamortizarea completă a cîmpului de comutație;

— filtrarea completă a cîmpului inductor principal;

— compensara completă.

Luînd ca etalon cazul ideal, corespunzător deziderateloi mai sus prezentate, figura 9 prezintă comparativ în ce măsură soluțiile practice se apropie de acesta. Ele se împart în două categorii.

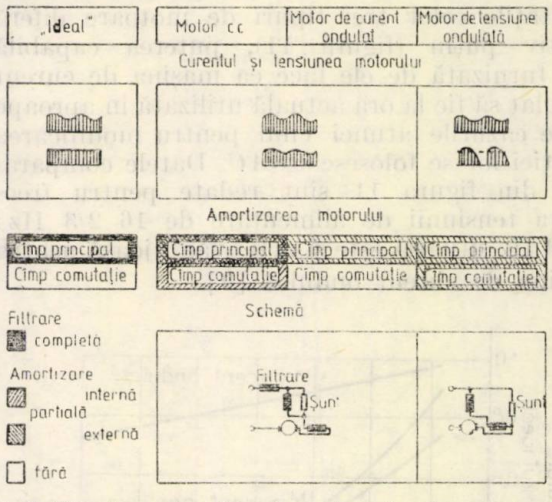


Fig. 9. Tipuri constructive ale motoarelor alimentate de la *CSAC*.

Prima pornește de la mașina de curent continuu, mai precis de la cea de tensiune continuă. Soluțiile vizează îndepărtarea armonicilor de tensiune de la mașină prin dispunerea unei inductivități de filtrare; la limită mașina ar fi alimentată în tensiune continuă și curent ondulat. În acest caz armonicile nu contribuie la cuplu. Din această categorie fac parte mașina de curent continuu și cea de curent ondulat, ultima denumire fiind folosită pentru mașini cu cîmpul principal netezit și cîmpul de comutație neamortizat.

A doua categorie de soluții pornește principial de la funcționarea cu alimentare în curent alternativ a mașinii electrice cu colector, avînd ca principală caracteristică faptul că mașina electrică trebuie să preia armonicile de tensiune în totalitate. Cum în acest caz nu există inductivitate de filtrare, mașina trebuie să fie dimensionată cu o inductivitate proprie egală cu cea necesară pentru a asigura gradul de ondulare al curentului stabilit, contribuția

principală aducînd-o cea a inductorului. Această cerinţă este însă în directă contradicţie cu situaţia ideală preconizată, care presupune o netezire completă a cîmpului principal. Armonicile contribuie în acest caz la cuplu. Apare, ca şi la maşina de curent alternativ cu colector o tensiune transformatorică, ce nu poate fi compensată decît pentru un punct de funcţionare. Maşinile sînt executate complet din tole şi sînt denumite de tensiune ondulată.

Prezentînd în continuare succint performanţele tipurilor de maşini electrice amintite se consideră că acestea au la regimul de alimentare cu tensiune continuă, cupluri de pornire, cuplul nominal, turaţia nominală şi cuplul la turaţie nominală identice. Definindu-se factorul de calitate ca raportul între putere şi greutatea maşinii, maşina de curent ondulat are comportarea cea mai bună cu variaţia factorului de ondulare w_i (figura 10). Dacă greutăţile celor trei tipuri de motoare diferă relativ puţin (figura 11), puterea capabilă a fi furnizată de ele face ca maşina de curent ondulat să fie la ora actuală utilizată în aproape toate cazurile atunci cînd pentru modificarea turaţiei lor se folosesc *CSAC*. Datele comparative din figura 11 sînt redate pentru frecvenţa tensiunii de alimentare de 16 2/3 Hz; la 50 Hz situaţia este şi mai avantajoasă pentru maşina de curent ondulat [9].

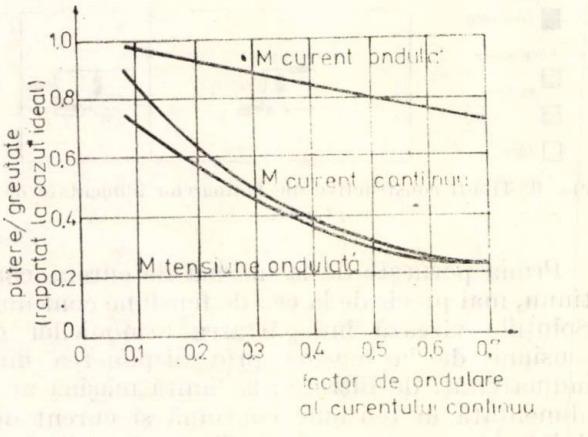


Fig. 10. Variaţia putere/greutate (raportată la cazul ideal) funcţie de factorul de ondulare al curentului continuu la motoare alimentate de *CSAC*.

Constructiv, motoarele de curent ondulat moderne se realizează complet din tole, cu particularităţile constructive specifice maşinilor de curent alternativ, în speţă, înfăşurări plasate în crestături. Costul unor asemenea motoare nu este mai ridicat decît la construcţia clasică a maşinii de curent continuu (cu pol' de comutaţie din tole), eroarea în aprecierea costului provine de la faptul că se compară în general maşini de curent continuu clasice cu cele de curent alternativ cu colector, preţul mai ridicat al acestora din urmă fiind dictat în principal de numărul de poli mai ridicat al lor. Forma constructivă specifică maşinilor de curent alternativ are în plus avantajul unui bilanţ termic mai bun, deoarece este ştiut că transferul de căldură de la o înfăşurare plasată în crestătură este cu mult mai bun decît al uneia polare.

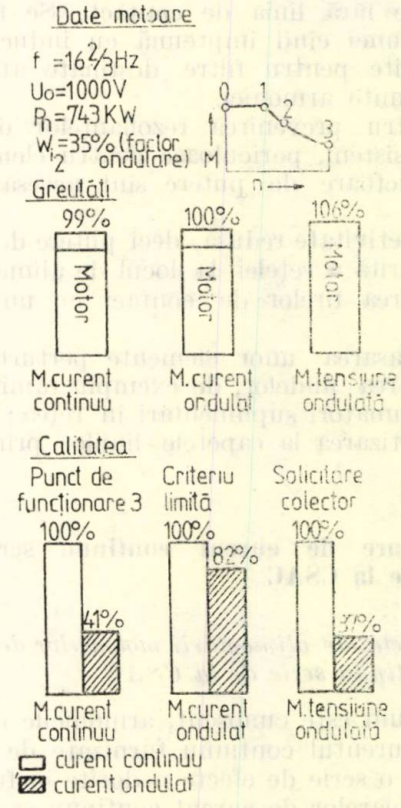


Fig. 11. Comparaţia tipurilor de motoare alimentate de la *CSAC*.

4. Concluzii

Studiul diferitelor sisteme *CSAC* — motor de curent continuu serie a fost aprofundat sau tratat superficial după gradul de perfecţiune la care ele au fost aduse în aplicaţii. Ca şi la studiul altor tipuri de sisteme de convertire statică se poate afirma că experienţa practică este cu mult mai avansată decît studiul teoretic aprofundat al acestora.

Analiza *CSAC* cu comutaţie naturală cu comandă de fază pentru alimentarea motoarelor de curent continuu serie este cel mai avansat, în speţă cel referitor la puntea monofazată de tip *SNA* şi *NC*. Studiile teoretice referitoare la sistemele *CSAC* cu comutaţie forţată — motor curent continuu serie au urmărit mai mult probleme legate de concepţia de noi scheme, tipuri de comenzi, soluţii practice de realizare ale acestora, dimensionarea simplificată a lor, rezultate experimentale privitor la aplicaţii fără a se urmări problemele de sistem în toată complexitatea lor.

Bibliografie

[1] *Heumann, K.* Grundlagen der Leistungselektronik. Teubner Studienbücher Stuttgart, 1976.

[2] *Kümmel, F.* Elektrische Antriebstechnik. Springer Verlag Wien, 1971.

[3] *Berger, Th.* Das dynamische Verhalten des Gleichstrom-Reihenschlussomotors. In Elektrie 1966, nr. 9, p. 359—362.

[4] *Bezold, K. H.* Löschbare, einphasige Stromtfrichter mit Sektorsteuerung für die Speisung von Mischstrommotoren. In Elektrische Bahnen 1974 (45), nr. 12, p. 281—287.

[5] *Buckel, R.* Elektromagnetische Umweltbeeinflussung durch Triebfahrzeuge mit Anschnittsteuerung. In Elektrische Bahnen, 1974 (45), nr. 1, p. 19—21.

[6] *Buckel, R.* Oberschwingungen im Fahrleitungsnetz von Wechselstrombahnen. In ETZ-A 1967 (88), nr. 17, p. 429—436.

[7] *Bezold, K. H., Förster, J., Zander, H.* Thiristor Converters for Traction DC Motor Drives. Conference Record IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, Baltimore Maryland USA, 1972.

[8] *Blumschein, E.* Vergrösserarbeit und Aussagekraft des totalen Leistungsfaktors. In Elektrie, 1976 (30), nr. 4, p. 190—194.

[9] *Calvi, G., Kühlow, J.* Der Bahnmotor bei Gleichrichterspeisung. In Elektrische Bahnen 1963, nr. 10, p. 218—229.

[10] *Depenbrock, M.* Einphasenstromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrössen. In ETZ-A 1973 (94), nr. 8, p. 466—471.

[11] *Depenbrock, M.* Einphasenstromrichter mit optimierten Leistungsfaktor. In ETZ-A, 1974 (95), nr. 7, p. 360—364.

[12] *Dreimann, K., Falk, P.* Stand der Betriebserprobung der löschbaren unsymetrischen Brückenschaltung (LUB). In Elektrische Bahnen, 1976 (47), nr. 6, p. 132—136.

[13] *Daum,* D. Unterdrückung von Oberschwingungen durch Pulsbeitensteuerung. In ETZ-A 1972 (93), nr. 9, p. 528—530.

[14] *Erlicki, M., Eigelas, E.A.* New Aspects of Power Factor Improvement in IEEE Transactions on Industry and General Application, 1968 (4), nr. 4, p. 441—455.

[15] *Förster, J.* Zur Stromrichter-Netzbelastung. In ETZ-A, 1975 (96) nr. 1, p. 52—57.

[16] *Graf, R.* Problems Associated with the Phase-Angle Control of Locomotives in Contact Wire Networks. In Brown Boveri Revue, 1977, nr. 12, p. 761—766.

[17] *Gschwind, F.X.* Modelversuche über die Optimierung von Oberwellen-Bedämpfungsschaltungen für Thyristortriebfahrzeuge. In Elektrische Bahnen, 1971 (42), nr. 6, p. 130—135.

[18] *Gschwind, F.X.* Verbesserung des Leistungsfaktors bei Anschnittssteuerung. In Elektrische Bahnen, 1969 (40), nr. 9, p. 196—202.

[19] *Gölz, G., Grumbrecht, P., Harms, D., Kluzowski, B.* Wirkungsweise neuartiger Pulstromrichter. In ETZ-A, 1977 (98), nr. 5, p. 346—349.

[20] *Hauler, E., Oprendek, B.* Metodă pentru ridicarea fiabilității sistemelor de convertire a energiei în tracțiunea urbană și minieră. Brevet RSR nr. 75 059/1976.

[21] *Hauler, E.* Convertoare statice c.a.—c.c. destinate alimentării motoarelor de curent continuu pentru tracțiunea de medie putere. In Lucrările Sesiunii științifice de „Electronică aplicată" Timișoara, 1979, vol. **1**, pag. 141—146.

[22] *Hellmann-Müller, A., Skudelny, H. C.* Beitrag zur Systematik der Einphasen-Brückenschaltungen. In ETZ-A, 1977 (98), nr. 12, p. 803—807.

[23] *Kehrmann, H., Lienau, W., Nill, R.* Vierquadrantensteller-eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb. In Elektrische Bahnen, 1974 (45), nr. 6, p. 135—141.

[24] *Micu, E.* Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat monofazat. In Electrotehnica, 1968 (16), nr. 9, p. 334—340.

[25] *Skudelny, H.-Ch.* Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrückenschaltung. In Archiv für Elektrotechnik, 1972 (55), nr. 1, p. 44—56.

[26] *Teruo Kataoka, Kazuhiro Mizumachi, Shota Miyairi.* A Pulsewidth Controlled AC to DC Converter to Improve Factor and Waveform of AC Line Current. In IEEE Transactions on Industry Applications, 1979, vol. **1A**—15 nr. 6, p. 670—675.

[27] *Völkl, H.* Techniken zur Beherrschung der Netzrückwirkungen. In ZEV-Glaser Annalen, 1979 (103), nr. 2/3, p. 107—113.

CZ 621.314.02

MEDIE FRECVENȚĂ
INVERTOR PARALEL

Studiu asupra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție

SZÉKELY IULIU * — BRAȘOV

Introducere

Încălzirea prin inducție a metalelor constituie o alternativă economică de încălzire la producția de serie, avînd randament global net superior metodelor de încălzire neelectrice. La încălzirea în volum se utilizează energia electrică la frecvențe joase și medii (50 Hz — — 4 000 Hz). Grupurile motor-generator de medie frecvență *MF* au randamentul global la sarcină nominală de 75—85 %, iar la sarcină parțială de 40—70 %. Convertoarele statice *MF* cu elemente semiconductoare (la puteri mari — tiristoare) au, în schimb, randament global de 89—92% atît la sarcină nominală, cît și la cea parțială.

La ora actuală cel mai robust și rentabil convertor *MF* cu tiristoare este cel ce conține redresor comandat și invertor cu circuit oscilant paralel [7]. Proiectarea unui astfel de convertor comportă etapele: predimensionarea circuitului de putere, elaborarea algoritmului de comandă și reglaj, analiza comportării convertorului în toate regimurile posibile de funcționare și la nevoie modificarea elementelor circuitului de putere, elaborarea și proiectarea sistemului de comandă și reglaj. Aspectele enumerate au fost studiate de un colectiv de cercetare mixt de la Universitatea din Brașov și ICPE—București, filiala Tg. Mureș, în scopul realizării unei unități convertoare de 200 kW la 2 500 Hz.

Întrucît în literatura de specialitate nu sînt publicate materiale privind studiul, dimensionarea și analiza unitară a convertoarelor *MF* cu tiristoare, în lucrarea de față se prezintă rezultatele cercetărilor întreprinse de autor privind predimensionarea convertorului, inclusiv un exemplu de calcul pentru a arăta modul de utilizare a metodicii expuse. Prezenta lucrare este prima din seria de articole care va cuprinde ansamblul problemelor legate de etapele de lucru amintite.

1. Prezentarea generală a convertorului

Convertorul de medie frecvență cuprinde, în esență, un redresor comandat, de regulă în punte trifazată, un circuit intermediar ce conține o bobină cu inductanță L_d mare și un invertor în punte monofazată (fig. 1a). Inductorul de încălzire, cuplat, de regulă, direct în circuitul invertorului, se poate reprezenta într-o schemă echivalentă R, L serie [8], avînd caracter puternic inductiv ($\cos\varphi = 0{,}1-0{,}35$). Datorită practicii generale de compensare a sarcinii (inductorul) cu condensatoare (în schema prezentată se utilizează compensarea paralel), sarcina compensată formează un circuit oscilant R, L, C. Ideal ar fi ca tensiunea pe sarcină u_s și curentul i_a să fie în fază, adică sarcina să funcționeze la rezonanță, ceea ce nu este practic posibil datorită timpului necesar blocării tiristoarelor. Principiul de funcționare a invertorului este însă cel al autooscilației, momentele intrării în conducție ale tiristoarelor punții fiind sincronizate cu tensiunea pe sarcină.

Inductanțele L_l de pe fazele rețelei trifazate reprezintă inductanțele de dispersie ale transformatorului de putere de alimentare sau inductanțe serie prevăzute pentru limitarea pantei di/dt a tiristoarelor redresorului, dacă alimentarea se face fără transformator.

Inductanța L_d are rol de filtrare a curentului redresat, de asigurare a unui curent continuu I_d practic constant și de limitare a curentului la scurtcircuit pe partea invertorului. Rezultă că invertorul paralel este un invertor de curent.

Perechile de tiristoare *T1*, *T4* respectiv *T2*, *T3* intră succesiv în conducție injectînd curentul I_d în sarcină din direcții alternative. Curentul prin tiristoare și i_a au forma ideală dreptunghiulară. Datorită prezenței inductanțelor $L_k/2$ din brațele punții invertorului pentru limitarea pantei di/dt a tiristoarelor invertorului curenții i_1, i_2 și i_a devin trapezoidali, t_k fiind intervalul de comutație a tiristoarelor (fig. 1b).

2. Pornirea și funcționarea invertorului

Cu condiții inițiale nule în invertor ($I_d(0) = 0$, $u_s(0) = 0$) amorsarea oscilațiilor pe sarcină este nesigură, la puteri mari imposibilă. Se cunosc, în principal, următoarele metode de pornire a invertoarelor cu circuit oscilant (*ICO*) paralel:

a. Încărcarea inițială a condensatorului de compensare C de la o sursă de tensiune continuă ($u_s(0) \neq 0$, $I_d(0) = 0$) și comanda tiristoarelor invertorului cu un oscilator comandat în tensiune, tensiunea de comandă fiind tensiunea de sarcină.

* Dr. ing. *Székely. I.* Catedra de acționări și utilizarea energiei electrice a Universității din Brașov.

b. Încărcarea inițială a lui C și imprimarea unui curent inițial prin bobina de filtrare cu un tiristor auxiliar printr-o rezistență ($u_s(0) \neq 0$, $I_d(0) \neq 0$), comanda tiristoarelor invertorului fiind făcută de la început ca și în regimul normal de funcționare [4].

Problema principală în timpul pornirii este ca sarcina electrică a condensatorului de compensare să fie suficientă blocării unei perechi de tiristoare (ex. *T1*, *T4*) prin intrarea în conducție a celeilalte perechi de tiristoare (ex. *T2*, *T3*). Sarcina electrică pe C este maximă

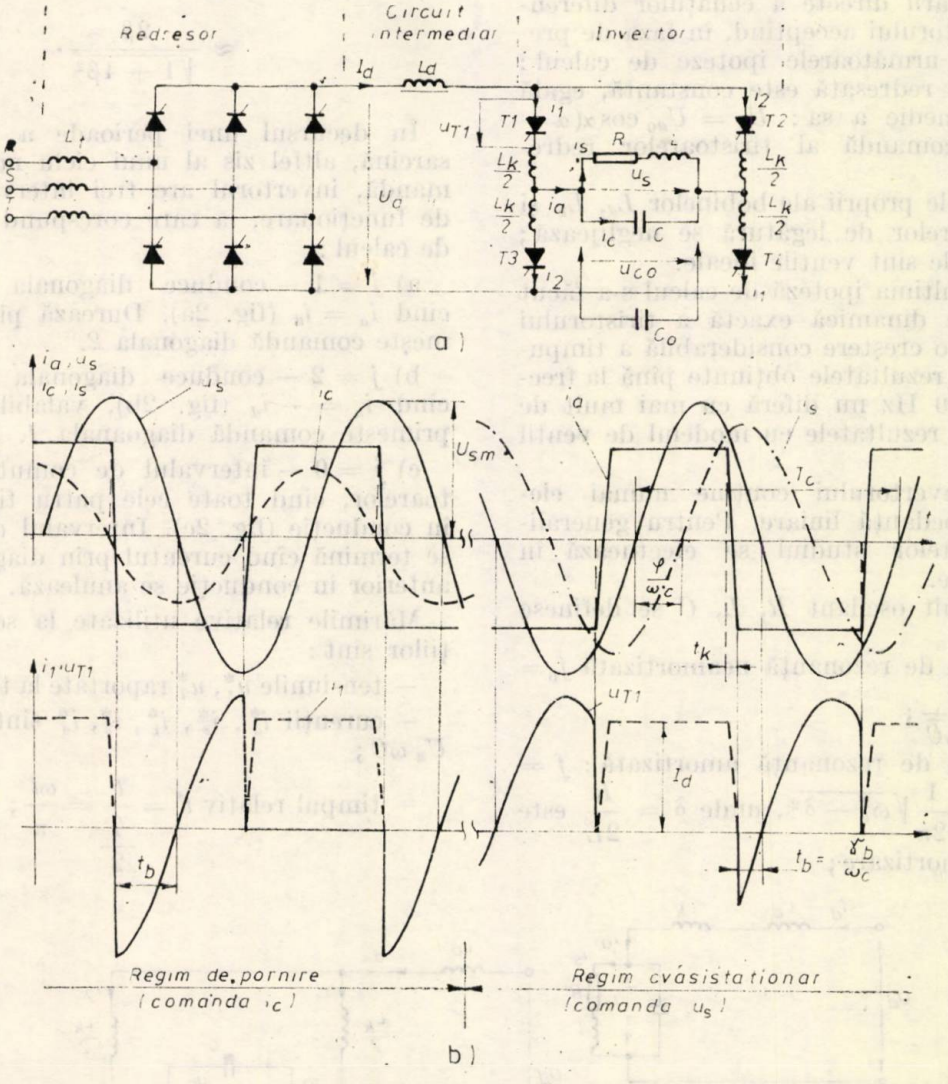


Fig. 1. Convertorul *MF* cu tiristoare cu invertor paralel : a — schema electrică de principiu ; b — variația în timp idealizată a curenților și tensiunilor invertorului în regimurile de pornire și cvasistaționar.

c. Utilizarea a două tiristoare auxiliare și a unui condensator în serie cu sarcina compensată, comanda avînd două faze : la început comandă la trecerea prin zero a curentului prin condensatorul de compensare i_c, în faza a doua comanda sincronizată în raport cu tensiunea pe sarcină [1].

S-a ales și s-a studiat o variantă de pornire combinată, care să permită pornirea sigură, fără complicarea sistemului de comandă și asigurarea robusteții în funcționare. Astfel, la început se încarcă condensatorul de compensare C de la un condensator auxiliar C_0 la tensiunea $u_s(0) = U_{c0}$.

la atingerea tensiunii maxime U_{sm}, adică în momentul trecerii curentului i_c prin zero. Din acest motiv momentul comenzii unei diagonale de invertor este fixat la trecerea prin zero a curentului prin condensator i_c, intervalul de pornire purtînd denumirea de interval de „comandă i_c" (fig. 1b).

Cînd tensiunea pe condensatorul de compensare C este suficient de mare, trebuie abandonată comanda i_c și se trece la comanda u_s la care scopul este asigurarea unui timp minim de siguranță t_s, necesar blocării sigure a tiristoarelor. Comanda tiristoarelor se face astfel încît în regim cvasistaționar (fig. 1b) să se asigure condiția $t_b \geq t_s$ la limită.

3. Ecuațiile invertorului

În literatură [3, 4] sînt indicate metode de calcul simplificat, prin aproximarea curentului i_a cu armonica fundamentală, metode care nu sînt satisfăcătoare nici pentru o predimensionare a invertorului. De aceea s-a procedat la metoda integrării directe a ecuațiilor diferențiale ale invertorului acceptînd, în faza de predimensionare, următoarele ipoteze de calcul:

— tensiunea redresată este constantă, egală cu valoarea medie a sa: $U_d = U_{d0}\cos\alpha$ (α — unghiul de comandă al tiristoarelor redresorului);

— rezistențele proprii ale bobinelor L_d, L_k și ale conductoarelor de legătură se neglijează;

— tiristoarele sînt ventile ideale.

Privitor la ultima ipoteză de calcul s-a făcut și o modelare dinamică exactă a tiristorului [5], rezultînd o creștere considerabilă a timpului de calcul; rezultatele obținute pînă la frecvența de 4 000 Hz nu diferă cu mai mult de 4,2 % față de rezultatele cu modelul de ventil ideal.

Circuitul invertorului conține numai elemente de impedanță liniare. Pentru generalizarea rezultatelor studiul se efectuează în unități relative.

La un circuit oscilant R, L, C se definesc mărimile:

— frecvența de rezonanță neamortizată $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$;

— frecvența de rezonanță amortizată: $f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$, unde $\delta = \frac{R}{2L}$ este factorul de amortizare;

— gradul de amortizare $\beta = \frac{\delta}{\omega_0}$, care la instalațiile de încălzire prin inducție are valori între 0,05 și 0,25.

Corespondența orientativă dintre gradul de amortizare și factorul de putere al sarcinii R, L este dată de relația:

$$\cos\varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}} \approx$$

$$\approx \frac{2\beta}{\sqrt{1 + 4\beta^2}}. \qquad (1)$$

În decursul unei perioade a tensiunii pe sarcină, altfel zis al unui ciclu normal de comandă, invertorul are trei intervale distincte de funcționare, la care corespund trei scheme de calcul:

a) $j = 1$ — conduce diagonala 1 (T_1, T_4), cînd $i_a = i_d$ (fig. 2a). Durează pînă cînd primește comandă diagonala *2*.

b) $j = 2$ — conduce diagonala *2* (T_2, T_3), cînd $i_a = -i_d$ (fig. 2b), valabilă pînă cînd primește comandă diagoanala *1*.

c) $j = 0$ — intervalul de comutație a tiristoarelor, cînd toate cele patru tiristoare sînt în conducție (fig. 2c). Intervalul de comutație se termină cînd curentul prin diagonala aflată anterior în conducție se anulează.

Mărimile relative utilizate la scrierea ecuațiilor sînt:

— tensiunile u_s^*, u_T^* raportate la tensiunea U_d;

— curenții i_d^*, i_s^*, i_1^*, i_2^*, i_a^* sînt raportați la $U_d\,\omega C$;

— timpul relativ $t^* = \frac{t}{\frac{T}{2}} = \frac{\omega t}{\pi}$;

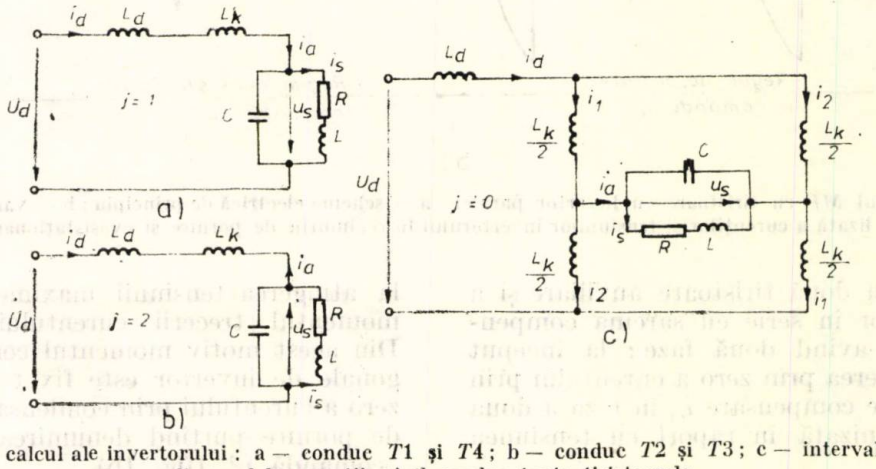


Fig. 2. Schemele de calcul ale invertorului: a — conduc $T1$ și $T4$; b — conduc $T2$ și $T3$; c — intervalul de comutație a diagonalelor punții, cînd conduc toate tiristoarele.

— parametrii raportați: $L_d^* = \frac{L_d}{L}$; $L_k^* = \frac{L_k}{L}$.

Ecuațiile celor trei tacte sînt scrise sub formă de sisteme de ecuații diferențiale liniare pentru a putea fi integrate pe calculatorul numeric cu metoda Runge Kutta:

— pentru $j = 1$ și $j = 2$:

$$\begin{cases} \dfrac{di_d^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2} \dfrac{1+(-1)^j u_s^*}{L_d^* + L_k^*}; \\ \dfrac{du_s^*}{dt^*} = \pi\left[(-1)^{j+1} i_d^* - i_s^*\right]; \\ \dfrac{di_s^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2} u_s^* - \dfrac{2\beta\pi}{\sqrt{1-\beta^2}} i_s^*. \end{cases} \quad (2)$$

— pentru $j = 0$

$$\begin{cases} \dfrac{di_d^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2} \dfrac{2}{2L_d^* + L_k^*}; \\ \dfrac{du_s^*}{dt^*} = \pi(i_1^* - i_2^* - i_s^*); \\ \dfrac{di_s^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2} u_s^* - \dfrac{2\beta\pi}{\sqrt{1-\beta^2}} i_s^*; \\ \dfrac{di_1^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2}\left(\dfrac{1}{2L_d^* + L_k^*} - \dfrac{u_s^*}{L_k^*}\right); \\ \dfrac{di_2^*}{dt^*} = \dfrac{\pi}{1-\beta^2}\left(\dfrac{1}{2L_d^* + L_k^*} + \dfrac{u_s^*}{L_k^*}\right). \end{cases} \quad (3)$$

Tensiunea pe tiristorul *T1* în stare blocată este :

$$u_{T1}^* = -u_s^* + \frac{L_k^*}{2\pi}(1-\beta^2)\frac{di_d^*}{dt^*} \approx -u_s^*, \quad (4)$$

aproximarea fiind admisibilă deoarece în practică căderea de tensiune pe inductanța $L_k/2$ este doar (0,5—2)% din u_s.

4. Predimensionarea circuitului intermediar și al invertorului

Invertorul s-a simulat pe calculator cu ipotezele de calcul amintite, pornind de la starea inițială nulă a tuturor curenților și starea de încărcare inițială a condensatorului de compensare $u_s(0) = U_{c0}$. Pornirea are loc cu comandă i_c, regimul cvasistaționar stabilizat se realizează cu comandă u_s.

În afara frecvențelor f_0 și f definite anterior, la funcționarea invertorului intervine frecvența de comandă f_c, care este identică cu frecvența tensiunii pe sarcină (fig. 1b). Datorită avansului în timp al curentului i_a față de tensiunea pe sarcină u_s, impus de necesitatea asigurării timpului de blocare al tiristoarelor, defazajul dintre i_a și u_s este capacitiv, ca urmare, există inegalitatea $f_c \geqslant f_0$.

Calculele au urmărit determinarea dependenței curenților, tensiunilor și a frecvenței de comandă a invertorului de elementele componente L_d, L_k, de timpul de siguranță t_s și de gradul de amortizare a sarcinii β. Intervalul de valori luat în considerație în calcule este : $L_d^* = 50 \ldots 250$; $L_k^* = 0{,}2 \ldots 1$; $\beta = 0{,}05 \ldots 0{,}25$; $t_s^* = 0{,}10 \ldots 0{,}26$, valori uzuale la frecvența tensiunii pe sarcină de (1 000—4 000) Hz și la tiristoare cu timp de revenire $t_q \geqslant 20$ μs. Diagramele prezentate sînt valabile în regim de funcționare cvasistaționar (comandă u_s) indiferent de metoda adoptată pentru pornirea invertorului.

S-a analizat modul în care influențează valoarea inductanței bobinei de filtrare L_d curentul din circuitul intermediar. Curentul i_a, deci și i_d nu are formă perfect trapezoidală

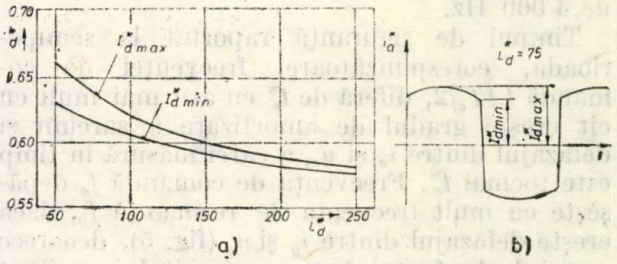


Fig. 3a — Dependența valorii maxime și minime a curentului din circuitul intermediar în regim cvasistaționar de valoarea inductanței bobinei de filtrare L_d^* ($\beta = 0{,}2$, $t_s^* = 0{,}18$, $f_c/f_0 = 1{,}08$) ;
b — forma reală a curentului i_a.

datorită valorii finite a inductanței L_d (fig. 3b). De valoarea lui L_d depinde nu numai ondulația $\Delta I_d = I_{d\max} - I_{d\min}$ a curentului din circuitul intermediar ci și valoarea sa medie (fig. 3a). La valori $L_d^* \geqslant 250$ se stabilizează valoarea medie a curentului I_d și evident scade ondulația sa. Alegerea valorii L_d^* în unități relative este orientativă, fiind mai multe considerente la baza calculului real al bobinei de filtrare. Totuși, pe baza experienței practice se poate considera o valoare $L_d^* = 150 \ldots 250$.

Familia de curbe $\tilde{I}_d^*(\beta)$ și $U_{sm}^*(\beta)$ (fig. 4) are ca parametru timpul de siguranță la blocare,

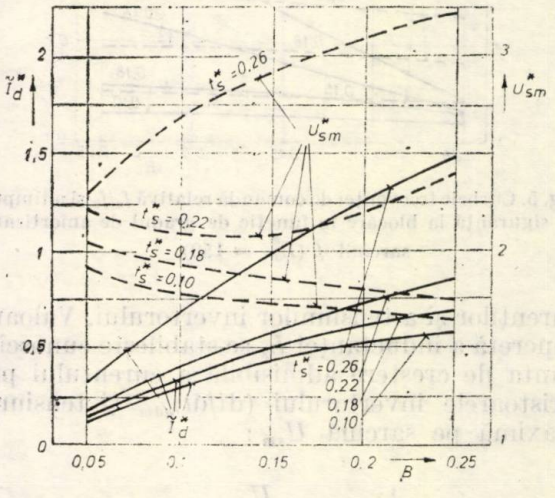


Fig. 4. Variația valorii medii a curentului din circuitul intermediar I_d^* și a tensiunii pe sarcină maxime U_{sm}^* funcție de gradul de amortizare a sarcinii β la $L_d^* = 150$.

raportat la semiperioada corespunzătoare frecvenței de rezonanță amortizate $t_s^* = \frac{t_s \omega}{\pi}$.

În unități relative nu se poate simula comportarea reală a invertorului, deoarece inductorul cu semifabricatele de încălzit constituie un element neliniar, cu gradul de amortizare variabil în limite largi, frecvența de comandă fiind la fel variabilă. Din acest motiv calculele s-au efectuat la valori constante ale timpului de siguranță relativ t_s^*. Valoarea $t_s^* = 0{,}26$ corespunde aproximativ unui timp de siguranță de $t_s = 40$ μs la frecvența de comandă nominală de 4 000 Hz.

Timpul de siguranță raportat la semiperioada, corespunzătoare frecvenței de comandă $t_s/T_c/2$, diferă de t_s^* cu atît mai mult cu cît crește gradul de amortizare a sarcinii și defazajul dintre i_a și u_s, a cărei măsură în timp este tocmai t_s^*. Frecvența de comandă f_c depășește cu mult frecvența de rezonanță f_0, dacă crește defazajul dintre i_a și u_s (fig. 5), deoarece punctul de funcționare a circuitului oscilant R, L, C se îndepărtează de rezonanță în domeniul capacitiv.

Importante sînt curbele tensiunii maxime pe sarcină U_{sm}^* funcție de frecvența de comandă relativă (fig. 6) care permit să se întrevadă limitările necesare tensiunii redresate U_d în fazele de pornire cu comandă i_c ($f_c/f_0 =$ = 1,15 ... 1,3) și la variații rapide ale parametrilor sarcinii.

Din studiu reiese că valoarea inductanței L_k de limitare a pantei curentului di/dt, foarte mică în raport cu L_d, nu influențează valorile

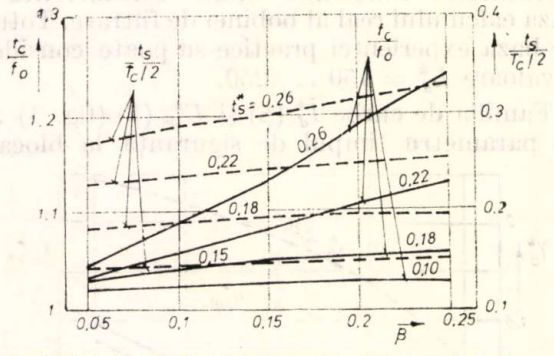


Fig. 5. Curbele frecvenței de comandă relativă f_c/f_0 și a timpului de siguranță la blocare în funcție de gradul de amortizare a sarcinii β ($L_d^* = 150$).

curenților și a tensiunilor invertorului. Valoarea concretă a inductanței L_k se stabilește cunoscînd panta de creștere admisibilă a curentului prin tiristoarele invertorului $(di/dt)_{adm}$ și tensiunea maximă pe sarcină U_{sm}:

$$L_k \geq \frac{U_{sm}}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{adm}}, \qquad (5)$$

în valoarea L_k fiind înglobate și inductanțele proprii ale conductoarelor de legătură.

Desigur durata intervalului de comutație t_k (fig. 1b) depinde de valoarea curentului I_d comutat:

$$t_k = \frac{I_d}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{real}}. \qquad (6)$$

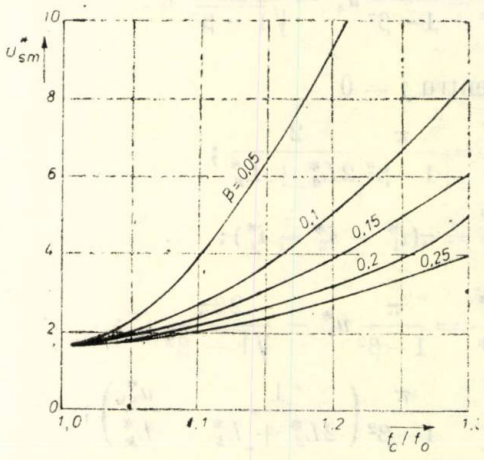


Fig. 6. Variația valorii maxime a tensiunii pe sarcină U_{sm}^* funcție de frecvența de comandă relativă f_c/f_0 la $L_d^* = 150$.

5. Exemplu de calcul

Datele de plecare a calculului pot depinde de existența unor serii de inductoare tipizate, de tipuri disponibile de transformatoare trifazate pentru alimentarea convertorului, de anumite tipuri de tiristoare disponibile.

Exemplul de calcul are ca scop predimensionarea unui convertor de putere de medie frecvență $P = 200$ kW la frecvența nominală $f_c = 2\,500$ Hz.

Întrucît în țară se produc tiristoarele T 600 F, avînd datele $U_{DRM} = U_{RRM} \leqslant 1\,300$ V, $I_{Tav} =$ = 600 A, $t_q = 20$ μs, acestea vor constitui unul din punctele inițiale ale calculului.

Pentru încălzirea în volum inductoarele au de regulă, în regim de încălzire staționar, factorul de putere $\cos\varphi = 0{,}18 \ldots 0{,}2$. La aceasta cu relația (1) corespunde $\beta = 0{,}1$.

Tensiunea de blocare nominală maximă pe tiristoare se admite $U_{Tmax} = U_{smax} = 0{,}67\,U_{DRM} =$ = 871 V. Tensiunea pe sarcină fiind sinusoidală, se poate afla valoarea efectivă cu relația $U_s = U_{sm}/\sqrt{2} = 613$ V, rotunjit $U = 625$ V.

Dacă se va proiecta un inductor la 625 V, 2 500 Hz, $\cos\varphi = 0{,}18$, acesta va avea curentul de sarcină:

$$I_s = \frac{P}{U_s \cos\varphi} = \frac{2.10^5}{625.0{,}18} = 1\,777\,\text{A}.$$

Impedanța inductorului și componentele sale în regim nominal sînt:

$Z = U_s/I_s = 0{,}3517\,\Omega$, $R = Z\cos\varphi = 63{,}3$ mΩ;

$L = Z \sin\varphi/\omega_c = 22$ μH.

Timpul de siguranţă la blocare se alege $t_s \approx 2t_q = 40\ \mu s$, deci $t_s/T_c/2 = 0{,}2$.

Din figura 5 la $\beta = 0{,}1$ şi $t_s/T_c/2 = 0{,}2$ rezultă $t_s^* = 0{,}19$, respectiv $f_c/f_0 = 1{,}045$.

Din figura 6 la $f_c/f_0 = 1{,}045$ şi $\beta = 0{,}1$ se află $U_{sm}^* = 1{,}9$. Deci, tensiunea de alimentare continuă nominală este:

$$U_d = \frac{U_{sm}}{U_{sm}^*} = \frac{871}{1{,}9} = 458{,}4\ \text{V}.$$

La un redresor în punte trifazată alimentată de la reţeaua de 3×380 V tensiunea U_d aflată corespunde unui unghi de comandă la redresor $\alpha = \arccos(U_d/U_{d0}) = \arccos(458{,}4/538) = 31°$.

Din raportul f_c/f_0 şi β se află f_0 şi f:

$$f_0 = \frac{f_c}{1{,}045} = 2\,392{,}3\ \text{Hz};$$

$$f = f_0\sqrt{1-\beta^2} = 2\,377{,}9\ \text{Hz}.$$

Capacitatea condensatorului de compesare se determină din frecvenţa de rezonanţă neamortizată:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = 201{,}2\ \mu\text{F}.$$

Din figura 4 la $\beta = 0{,}1$ şi $t_s^* = 0{,}19$, rezultă valoarea curentului mediu din circuitul intermediar $I_d^* = 0{,}35$ şi se află curentul prin tiristoarele invertorului:

$$I_d = I_d^*\,\omega C U_d = 0{,}35\cdot2\pi\cdot2377{,}9\cdot201{,}2\cdot10^{-6}\cdot$$

$$\cdot458{,}4 = 482{,}3\ \text{A}.$$

Acest curent este admis de tiristoarele T 600 F la frecvenţa de 2 500 Hz, dacă tiristoarele se răcesc cu apă.

Toate datele obţinute sînt valabile pentru $L_d^* = 150$, la care au fost date toate curbele. Deci o valoare orientativă pentru inductanţa bobinei de filtrare este $L_d = L\cdot L_d^* = 3{,}3$ mH.

Tiristoarele amintite au $(\text{d}i/\text{d}t)_{cr} = 200\text{A}/\mu\text{s}$, deci se poate admite $(\text{d}i/\text{d}t)_{adm} = 100\ \text{A}/\mu\text{s}$. Inductanţa L_k rezultă din relaţia (5): $L_k \geqslant 8{,}71\ \mu\text{H}$. Intervalul de comutaţie, cu relaţia (6) este $t_k = 4{,}8\ \mu\text{s}$.

Concluzii

În lucrare s-au prezentat particularităţile şi caracteristicile generale ale convertoarelor de medie frecvenţă cu tiristoare cu invertor paralel cu circuit oscilant. Relaţiile şi curbele permit o dimensionare iniţială a întregului convertor la sarcină nominală. Dimensionarea bobinei de filtrare pentru acest tip de convertor, analiza regimului de pornire, sinteza sistemului informaţional vor constitui obiectul unor lucrări viitoare.

Bibliografie

[1] *Neupauer, H., Richter, E.*: Parallelschwingkreisumrichter für die induktive Erwärmung. In: Siemens-Zeitschrift, 45, 1971, nr. 9, p. 601–606.

[2] *Revankar, G. N., Gadag, S.A.*: A High-Frequency Bridge Inverter with Series – Parallel Compensated Load. In: IEEE–Transactions, IECI, 21, 1974, nr. 1, p. 18–21.

[3] *Matthes, H.G.*: Der Thyristorumrichter, ein moderner Mittelfrequenzgenerator für Anwendungen in induktiven Elektrowärmeanlagen. In: Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 67, 1977, H7, p. 283–292.

[4] *Bianchin, R., Blacha, N.*: Betriebsverhalten eines Frequenzumrichters 500 Hz, 1250 kW. In: Elektrie, 30, 1976, H 11, p. 602–604.

[5] *Székely, I., Cimpeanu, R., Nicolau, V.*: Analiza regimului de pornire la invertorul paralel cu circuit oscilant. În: Buletinul Universităţii din Braşov, Seria A, vol. XXIII, 1981, p. 205–210.

[6] *Hornig, G., Mehler, F.*: Der Mittelfrequenzumrichter Typ IMU-P 250/2,4 für die induktive Erwärmung. In: Elektrie, 35, 1981, H 12, p. 651–655.

[7] * * * Cataloage de produse ale firmelor Pillar Corp,. Industrial Electric Heating INC., TOCCO, Ajax-Magnethermic, Siemens, AEG-Telefunken, Elin Union.

[8] *Sluhoţkii, A. E., Rîşkin, S.E.*: Inductoare pentru încălzirea electrică. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1982.

CZ 621.313.32

Identificarea experimentală a schemei electrice echivalente pentru maşina sincronă convenţională

NICOLAE GALAN, MARIN MIHALACHE * — BUCUREŞTI

1. Introducere

Ca şi alte maşini electrice, maşina sincronă poate fi studiată cu ajutorul schemelor electrice echivalente atît sub aspect teoretic, cît şi experimental. Modalităţi de construire a schemelor echivalente sînt prezentate în multe lucrări, însă pe baza relaţiilor dintre fluxurile totale care înlănţuie fiecare circuit şi curenţii din circuite se poate realiza o schemă electrică echivalentă pe fiecare axă (longitudinală şi transversală) cu un grad mare de generalitate, putînd fi particularizată pentru cazurile concrete de interes tehnic.

Odată construită schema echivalenă, se pune problema determinării experimentale a parametrilor electrici (rezistenţe, reactanţe) care formează structura schemei considerate. Sistemul de experimentări poate fi organizat astfel încît toţi parametrii schemei echivalente să fie determinaţi.

Din punctul de vedere al numărului de circuite electrice prezente în schema echivalentă se pot defini următoarele două modele :

— *modelul maşinii sincrone convenţionale cu 3 circuite* în axa longitudinală, (indus d, excitaţie e, amortizor D) şi două circuite în axa transversală (indus q, amortizor Q) ;

— *modelul maşinii sincrone neconvenţionale*, cu un număr oarecare de circuite în axele d şi q, utilizat în special pentru maşinile cu rotor masiv.

În continuare se prezintă elemente cu privire la construirea şi identificarea experimentală a schemei echivalente pentru maşina sincronă convenţională, urmînd ca într-o lucrare viitoare să se analizeze aspecte similare pentru maşina sincronă neconvenţională.

2. Scheme echivalente

Studiul regimurilor tranzitorii ale maşinii sincrone atît teoretic, cît şi experimental se bazează pe schemele echivalente din cele două axe, care constituie un model matematic cu o serie de avantaje. De remarcat că în literatura de specialitate sînt preocupări intense cu privire la constituirea unor astfel de modele cît mai exacte [1, 2, 3].

Fluxurile magnetice totale care înlănţuie circuitele din axa longitudinală, respectiv transversală, se pot pune sub forma :

$$\varphi_d = x_{dA}\, i_{\mu d} + x i_d\,;\; i_{\mu d} = i_d + i_e + i_D\,;$$

$$x_d = x_{dA} + x,$$

$$\varphi_e = x_{dA}\, i_{\mu d} + (i_e + i_D)(x_{eD} - x_{dA}) + i_e(x_e - x_{eD}),$$

$$\varphi_D = x_{dA}\, i_{\mu d} + (i_e + i_D)(x_{eD} - x_{dA}) + i_D(x_D - x_{eD}), \tag{1}$$

$$\varphi_q = x_{qA}\, i_{\mu q} + x i_q\,;\; i_{\mu q} = i_q + i_Q\,;\; x_q = x_{qA} + x,$$

$$\varphi_Q = x_{qA}\, i_{\mu q} + (x_Q - x_{qA})\, i_Q,$$

unde x este o mărime arbitrară [3], pentru raportare s-au luat ca baze mărimile x_{dA} şi x_{qA}.

Această organizare a termenilor din expresiile fluxurilor magnetice permite deducerea schemelor echivalente exacte din cele două axe [4].

În figura 1 se prezintă schemele din cele două axe, conform relaţiilor (1) ; s-au făcut notaţiile :

$$x_{eD} - x_{dA} = x_{e1}\,;\; x_e - x_{eD} = x_{\sigma e}\,;\; x_D - x_{eD} = x_{\sigma D}\,;$$

$$x_Q - x_{qA} = x_{\sigma Q}\,. \tag{2}$$

Pentru o tratare unitară este necesar ca şi descompunerea reactanţei sincrone transversale x_q să se facă în acelaşi mod :

$$x_q = x_{qA} + x.$$

Pentru schema echivalentă clasică : $x_{dA} = x_{md}$; $x_{qA} = x_{mq}$; $x = x_\sigma$; dacă se neglijează reactanţa x_{e1}, ($x_{e1} \approx 0$), atunci în axa longitudinală, se obţine schema echivalentă simplificată (fig. 2.a). În mod similar se construieşte schema echivalentă din axa transversală (fig. 2.b).

La aceste scheme reactanţele diferenţă (2) au semnificaţia unor reactanţe de scăpări, evident valorile parametrilor diferă în raport cu cele din figura 1.

Prezintă interes şi cazul în care $x = 0$, deci $x_{dA} = x_d$ şi $x_{qA} = x_q$, deoarece simplifică, pentru unele metode, determinările experimentale ale parametrilor (fig. 3).

3. Determinarea experimentală a parametrilor

La maşina sincronă convenţională, schema echivalentă din axa d necesită efectuarea unor experimentări care să utilizeze toate posibili-

* Institutul politehnic — Bucureşti

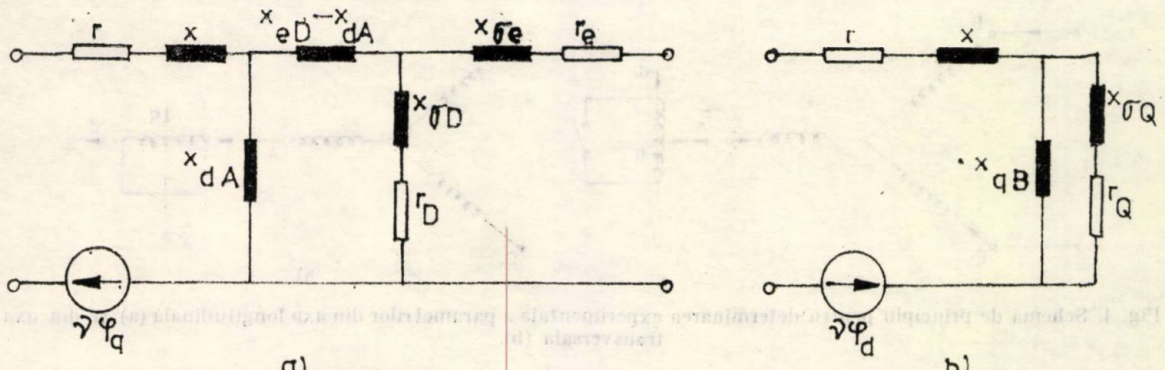


Fig. 1. Schemele echivalente exacte ale maşinii sincrone convenţionale : a — axa longitudinală ; b — axa transversală.

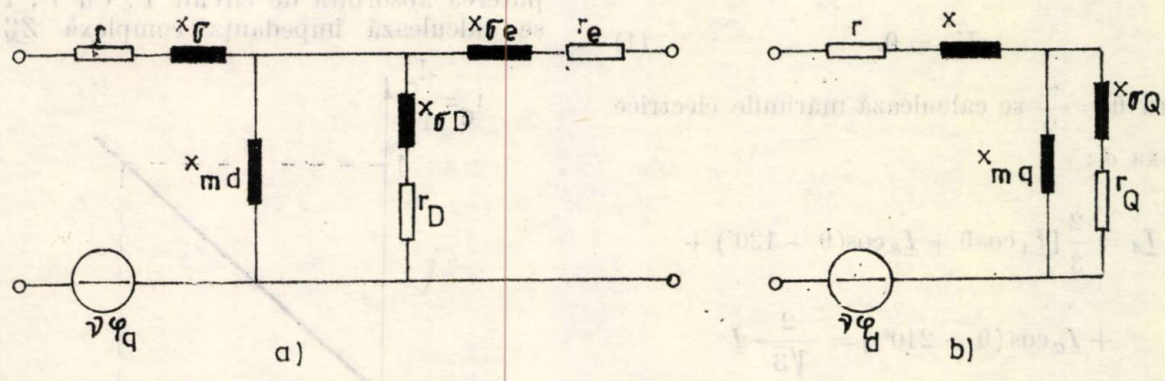


Fig. 2. Schemele echivalente clasice din cele două axe : a — axa longitudinală, ($x_{eD} = x_{md}$) ; b — axa transversală

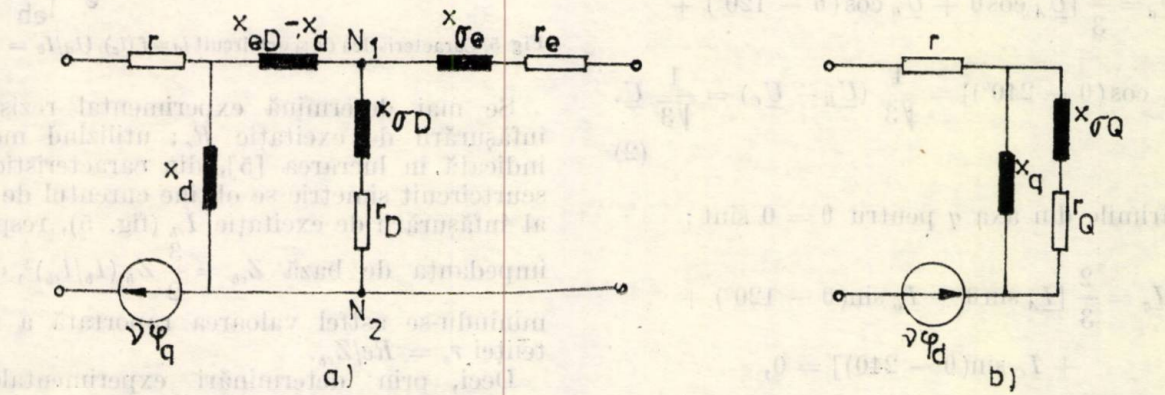


Fig. 3. Schemele echivalente pentru $x = 0$: a — axa longitudinală, ($x_{eD} \simeq x_{md}$) ; b — axa transversală.

tăţile oferite de cele două porţi de acces pentru determinarea parametrilor.

Modul de organizare a încercărilor experimentale se face în funcţie de tipul schemei echivalente.

Pentru schema echivalentă din figura 3 se determină experimental rezistenţa R, reactanţa sincronă longitudinală X_{d0}, reactanţa sincronă transversală X_{q0} ; aceste mărimi se raportează la impedanţa de bază a statorului $Z_b = U_b/I_b$, obţinîndu-se parametrii raportaţi : r, x_{d0}, x_{q0}.

Determinarea experimentală a celorlalţi parametri prin metode statice ($\nu = 0$) prezintă o serie de avantaje : una din aceste metode constă în alimentarea bornelor de acces cu o tensiune alternativă monofazată (fig. 4) şi poziţionarea rotorului astfel încît axa longitudinală să coincidă cu axa cîmpului magnetic produs de înfăşurarea statorică (fig. 4.a), apoi rot rul este poziţionat la 90° electrice faţă de poziţia anterioară şi se fac determinările pentru parametrii din axa transversală.

a. Pentru axa longitudinală determinările experimentale se fac atît cu circuitul de excitaţie închis, cît şi cu circuitul de excitaţie deschis. Aşa cum rezultă din schema din figura 4a unghiul dintre axa magnetică a înfăşurării AX şi axa longitudinală d este $\theta = 90°$, iar

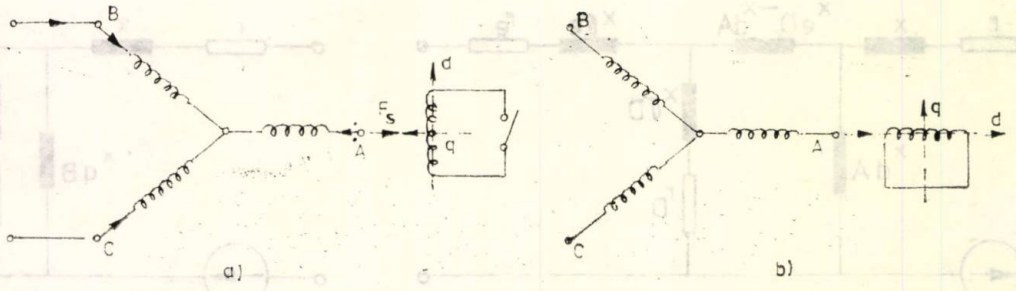


Fig. 4. Schema de principiu pentru determinarea experimentală a parametrilor din axa longitudinală (a) și din axa transversală (b).

curenții și tensiunile pentru stator sînt:

$$\underline{I}_A = 0,\ \underline{I}_B = -\underline{I}_C = \underline{I};\ \underline{U} = \underline{U}_B - \underline{U}_C;$$

$$\underline{U}_A = 0. \tag{1}$$

Pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$ se calculează mărimile electrice din axa d:

$$\underline{I}_d = \frac{2}{3}[\underline{I}_A \cos\theta + \underline{I}_B \cos(\theta - 120°) + \underline{I}_C \cos(\theta - 240°)] = \frac{2}{\sqrt{3}}\underline{I}$$

$$\underline{U}_d = \frac{2}{3}[\underline{U}_A \cos\theta + \underline{U}_B \cos(\theta - 120°) + \underline{U}_C \cos(\theta - 240°)] = \frac{1}{\sqrt{3}}(\underline{U}_B - \underline{U}_C) = \frac{1}{\sqrt{3}}\underline{U}. \tag{2}$$

Mărimile din axa q pentru $\theta = 0$ sînt:

$$\underline{I}_q = \frac{2}{3}[\underline{I}_A \sin\theta + \underline{I}_B \sin(\theta - 120°) + \underline{I}_C \sin(\theta - 240)] = 0,$$

$$U_q = \frac{2}{3}[\underline{U}_A \sin\theta + \underline{U}_B \sin(\theta - 120°) + \underline{U}_C \sin(\theta - 240°)] = 0. \tag{3}$$

Din relațiile (2) și (3) rezultă că prin măsurarea mărimilor U, I și $P = UI\cos\varphi_d$ se determină mărimile electrice și parametrii schemei echivalente din axa d. În această situație se pot face două determinări experimentale.

Prima determinare experimentală se face cu înfășurarea de excitație deschisă, $(I_e = 0)$; se măsoară tensiunea U, curentul I, puterea aborbită de circuit P și tensiunea la bornele înfășurării de excitație U_{eM}. Cu mărimile U, I și P se determină impedanța complexă $\underline{Z}'_M$.

A doua determinare experimentală se face cu înfășurarea de excitație scurtcircuitată, $(\underline{U}_e = 0)$; se măsoară tensiunea U, curentul I, puterea absorbită de circuit P. Cu U, I și P se calculează impedanța complexă $\underline{Z}''_M$.

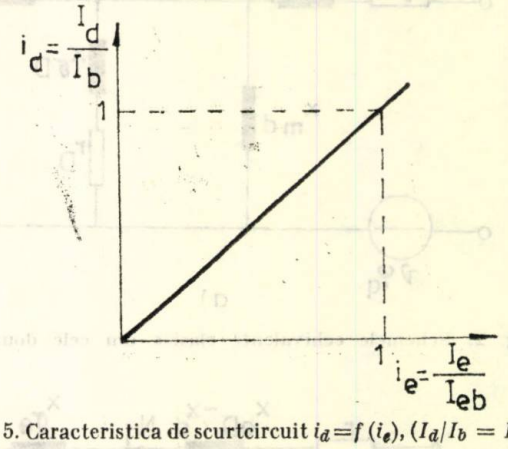


Fig. 5. Caracteristica de scurtcircuit $i_d = f(i_e)$, $(I_d/I_b = I_e/I_{eb})$.

Se mai determină experimental rezistența înfășurării de excitație R_e; utilizînd metoda indicată în lucrarea [5], din caracteristica de scurtcircuit simetric se obține curentul de bază al înfășurării de excitație I_{eb} (fig. 5), respectiv impedanța de bază $Z_{eb} = \frac{3}{2} Z_b (I_b/I_{eb})^2$, determinîndu-se astfel valoarea raportată a rezistenței $r_e = Re/Z_{eb}$.

Deci, prin determinări experimentale se cunosc parametrii r, x_{d0}, $z_M = Z'_M/Z_b$, $z''_M = Z''_M/Z_b$ și r_e care permit determinarea parametrilor x_{e1}, $x_{\sigma D}$, r_D și $x_{\sigma e}$.

Pe baza schemei echivalente din figura 3a, particularizată pentru cele două cazuri, se obțin relațiile:

$$jx_{e1} + \underline{z}_{\sigma D} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{z}'_M - r} - \frac{1}{jx_{d0}}} = \underline{z}',\ i_e = 0,\ \nu = 0,$$

$$jx_{e1} + \frac{z_{\sigma D} z_{\sigma e}}{z_{\sigma D} + z_{\sigma e}} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{z}''_M - r} - \frac{1}{jx_{d0}}} = z'';\ u_e = 0,\ \nu = 0, \tag{4}$$

unde s-au făcut notaţiile :

$$x_{e1} = x_{eD} - x_d : \underline{z}_{\sigma D} = r_D + jx_{\sigma D} ; \underline{z}_{\sigma e} = r_e + jx_{\sigma e}, \tag{5}$$

mărimile $\underline{z}'$ şi $\underline{z}''$ fiind cunoscute, (4).

După efectuarea calculelor se obţin parametrii necunoscuţi:

$$r_D = R_e(\underline{z}')$$

$$x_{\sigma D} = \frac{br_D \pm \sqrt{(a^2+b^2)\,[r_D^2 - a(r_e+r_D)]}}{a}, \tag{6}$$

$$x_{\sigma e} = \frac{2x_{\sigma D}\, r_D - ax_{\sigma D} - b(r_e + r_D)}{a},$$

$$x_{e1} = I_m(\underline{z}'_M) - x_{\sigma D}.$$

S-a făcut notaţia $\underline{z}' - \underline{z}'' = a + jb$, a şi b fiind mărimi cunoscute. Pentru reactanţele $x_{\sigma D}$ şi $x_{\sigma e}$ rezultă două soluţii, însă se alege acea soluţie pentru care $x_{\sigma D} > 0$ şi $x_{\sigma e} > 0$.

Prin încercările efectuate s-au determinat parametrii schemei echivalente din axa d, fără a se utiliza mărimile măsurate U_{eM} şi I_{eM} care pot fi utilizate pentru verificări. De exemplu, se poate calcula tensiunea la bornele înfăşurării de excitaţie în gol (U_e) :

$$u_e = \frac{U_e}{U_{eb}} = i_D \cdot \sqrt{r_D^2 + x_{\sigma D}^2} \text{ cu}$$

$$i_D = \frac{i_d\, x_{d0}}{\sqrt{(x_d + x_{e1} + x_{\sigma D})^2 + r_D^2}}. \tag{7}$$

De asemenea, se poate calcula curentul din înfăşurarea de excitaţie cînd aceasta este în scurtcircuit :

$$I_e = I_{eb}\, i_d \frac{x_{d0}}{x_{\sigma e} + x_{\sigma D}} \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{r_D^2 + x_{\sigma D}^2}{(B - x_d - x_{e1})^2 + [(x_d + x_{e1})\,A + C]^2}}, \tag{8}$$

unde :

$$A = \frac{r_e + r_D}{r_{\sigma e} + r_{\sigma D}} ; \quad B = \frac{r_e r_D - x_{\sigma D}\, x_{\sigma e}}{x_{\sigma e} + x_{\sigma D}} ;$$

$$C = \frac{r_e\, x_{\sigma D} + r_D\, x_{\sigma e}}{x_{\sigma e} + x_{\sigma D}}, \tag{9}$$

valoarea calculată se compară cu cea măsurată I_{eM}.

b. Pentru axa transversală este posibilă o singură încercare experimentală (sînt numai două borne de acces).

Din figura 4.6 rezultă că unghiul dintre axa magnetică a înfăşurării AX şi axa longitudinală d este $\theta = 0°$ şi relaţiile (1) se păstrează.

Mărimile din axa d şi q pentru $\theta = 0°$ se calculează cu relaţiile (2) şi (3), rezultă :

$$\underline{I}_d = 0 ; \ \underline{U}_d = 0 ; \ \underline{I}_q = -\frac{2}{\sqrt{3}} I ; \ \underline{U}_q = -\frac{\underline{U}}{\sqrt{3}} \cdot \tag{10}$$

Prin măsurarea mărimilor U, I şi $P = UI \cos \varphi_q$ se determină impedanţa complexă Z''_{Mq} care se raportează la Z_b ; pe baza schemei echivalente din figura 3.6, rezultă :

$$\underline{z}_{\sigma Q} = \frac{jx_{q0}\,(\underline{z}''_{Mq} - r)}{jx_{q0} + r - \underline{z}''_{Mq}} \cdot \tag{11}$$

Relaţiile (6), (9) şi (11) permit determinarea parametrilor în cele două axe. Deoarece încercările se fac la tensiuni mai mici decît tensiunea nominală rezultă că circuitul magnetic este nesaturat şi în relaţiile stabilite se operează cu reactanţele nesaturate x_{d0} şi x_{q0}. În schema construită pe baza datelor experimentale şi utilizată pentru diferite calcule, se introduc reactanţele saturate x_d şi x_q ; se consideră că influenţa saturaţiei asupra celorlalte reactanţe poate fi neglijată (au semnificaţia unor reactanţe de scăpări).

4. Verificări experimentale

S-au efectuat încercări experimentale asupra unei maşini sincrone cu următoarele date nominale :

$S_n = 3{,}17$ kVA ; $I_n = 8{,}8$A ; $U_n = 120/208$ V ; $n_1 = 1\,500$ rot/min.

Mărimile de bază statorice sînt : $U_b = 120\sqrt{2}$; $I_b = 8{,}8\sqrt{2}$; $Z_b = 13{,}64$ Ω. S-au determinat experimental parametrii : $r = 0{,}0154$ u.r $x_{d0} = 0{,}386$ u.r., $I_{eb} = 0{,}58$A (fig. 5) ; rezultă $Z_{eb} = 9420$ Ω, $U_{eb} = Z_{eb}\, I_{eb} = 5464$ V ; $r_e = 0{,}00287$ u.r.

Pentru schema bifazată (fig. 4 a), rotorul fiind poziţionat în axa d cu înfăşurarea de excitaţie deschisă ($I_e = 0$), alimentată cu tensiunea de frecvenţă $f = 50$ Hz s-au măsurat :

$U = 14{,}4$ V ; $I = 6{,}1$ A ; $P = 55$ W, $U_{eM} = 214\sqrt{2}$ V ; de unde rezultă :

$\underline{Z}'_M = 0{,}739 + 0{,}92\,j\,(\Omega)$ respectiv $z'_M = 0{,}0542 + j\,0{,}0674$ (u.r).

Cu înfăşurarea de excitaţie scurtcircuitată ($U_e = 0$) s-au măsurat următoarele :

$U = 12{,}4$ V ; $I = 11{,}9$ A, $P = 90$ W ; $I_{eM} = 0{,}45\sqrt{2}$ A,

de unde rezultă :

$\underline{Z}''_M = 0{,}318 + 0{,}413\ j\ (\Omega)$,
respectiv $z''_M = 0{,}0233 + j\ 0{,}0303$ (u.r).
Conform (4) se calculează :

$$z' = \frac{jx_{d0}(z'_M - r)}{jx_{d0} - (z'_M - r)} = 0{,}0561 + j\ 0{,}0747,$$

$$z'' = \frac{jx_{d0}(z''_M - r)}{jx_{d0} - (z''_M - r)} = 0{,}00929 + j\,0{,}0327;$$

$$z' - z'' = a + bj = 0{,}0468 + 0{,}042\ j,$$

$$a = 0{,}04668,\ b = 0{,}042.$$

Rezistența relativă a circuitului de amortizare :

$$r_D = Re(\underline{z}'_M) = 0{,}0561\ \text{u·r}.$$

Reactanțele circuitelor de amortizare și de excitație :

$x_{\sigma D} = 0{,}0768$ și $x_{\sigma D} = 0{,}0239$,

respectiv, $x_{\sigma e} = 0{,}0544$
și $x_{\sigma e} = -\ 0{,}019$.
rezultă soluția pentru reactanțe : $x_{\sigma D} = 0{,}0768$, $x_{\sigma e} = 0{,}0544$.
Calculul reactanței x_{e1} : $x_{e1} = Im(\underline{z}') - x_{\sigma D} = -\ 0{,}0021$.

Utilizînd relațiile (7) se obține $u_e = 0{,}0628$, respectiv, $U_e = 343$ V, față de $U_{eM} = 214\sqrt{2}$ V determinată experimental, eroarea fiind de 13,3 %.

În mod similar din relațiile (8) și (9) se obține $I_e = 0{,}55$ A, față de $I_{eM} = 0{,}45\sqrt{2}$ A determinat experimental, eroarea fiind de — 13 %.

5. Concluzii

În lucrare se prezintă o variantă a schemelor electrice echivalente din cele două axe ale mașinii sincrone, rezultată din ecuațiile mașinii sincrone raportate în baza X_d.

Identificarea experimentală a parametrilor (rezistențe și reactanțe) acestor scheme prin metoda indicată poate fi caracterizată prin aceea că încercări de laborator (sau uzinale) simple permit determinarea parametrilor schemei echivalente (din axa d și q) în unități relative, pentru mașina sincronă convențională (ai cărui parametri nu depind de frecvență).

Verificările experimentale efectuate au permis compararea unor mărimi calculate cu cele determinate experimental (U_e, I_e) erorile obținute putînd fi considerate ca satisfăcătoare pentru o astfel de problematică.

Bibliografie

[1] *Riaz, M. Hybrid* — Parameter models at synchronous machines, IEEE Transactions on PAS, vol. PAS-**93**, 1974, p. 849.

[2] *Reichert, K., Lenon N.* Computation methods and model for investigating the stability of large synchronous machines. Brow Boveri Rev. nr. 11, 1974, p. 480—487.

[3] *Canay, M.* Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine. IEEE Trans. PAS, 1969, p. 1 114.

[4] *Galan, N., Mihalache, M.* Scheme electrice echivalente la mașina sincronă, C.N.E.E. Timișoara, 17—18 septembrie 1982 vol. **3**, p. 35—44.

[5] *Mihalache, M.* Metode experimentale privind exprimarea adimensională a parametrilor înfășurării de excitație a mașinii sincrone. E.E.A. — Electrotehnica, 1981, nr. 2, p. 53.

[6] *Galan, N.* Considerații cu privire la schemele echivalente ale mașinii sincrone. E.E.A. — Electrotehnica, 1983, nr. 7, p. 188.

CZ 621.314. :621.3.014.3

CURENT DE SCURTCIRCUIT
REDRESOARE CU TIRISTOARE

Schema de stingere rapidă a curentului de scurtcircuit la redresoarele cu tiristoare

TITUS BURCEA * — BUCUREȘTI

I. Considerații generale

În anumite instalații tehnologice industriale, cum ar fi instalațiile de tratament termochimic bazat pe bombardament ionic în plasmă, printre care un loc de frunte îl dețin instalațiile de nitrurare ionică, se pot produce scurtcircuite foarte dese, ca urmare a trecerii aleatorii de la descărcarea luminescentă la descărcarea în arc.

Curentul de scurtcircuit astfel produs are consecințe negative considerabile atît asupra instalației electrice propriu-zise, prin solicitările termice și electrodinamice la care supune aparatele și piesele prin care trece, cît și asupra procesului tehnologic; și acest lucru se explică prin aceea că, spre deosebire de curentul descărcării iluminescente distribuit cu densitate aproximativ constantă pe întreaga suprafață a piesei tratate, curentul de scurtcircuit se concentrează într-un singur punct și provoacă deteriorarea piesei prin încălzire excesivă locală.

Institutul de cercetări științifice și inginerie tehnologică pentru automatizări — IPA — București.

Din cauza frecvenței mari a acestor scurtcircuite, protecția la scurtcircuit nu poate fi nicicum lăsată exclusiv pe seama siguranțelor ultrarapide. Nici o schemă de protecție la scurtcircuit, bazată pe suprimarea de impulsuri la tiristoare, nu este satisfăcătoare la astfel de instalații, deoarece timpul de stingere de circa 6 ms, asigurat de o astfel de schemă la o punte trifazată, este mare și curentul de scurtcircuit poate atinge amplitudini foarte mari, dacă în serie cu sarcina nu se prevăd inductanțe de limitare deosebit de mari și ancombrante.

În consecință, la astfel de instalații foarte pretențioase în ceea ce privește limitarea vîrfului și a duratei curentului de scurtcircuit trebuie folosită o schemă de stingere forțată rapidă (S.S.F.R.), care să asigure pentru sarcina utilă (recipientul cu piesă tratată) stingerea unui astfel de curent de scurtcircuit de cîteva sute de amperi într-un timp de cîteva zeci de microsecunde, cu o supracreștere a curentului peste valoarea de prag Ih la care se comandă stingerea cu totul insignifiantă (de numai cîteva procente); aceeași schemă trebuie să asigure pentru redresor stingerea aceluiași curent de cîteva sute de amperi într-un timp de numai cîteva sute de microsecunde cu o supracreștere a vîrfului de curent peste nivelul de prag Ih de numai cîteva zeci de procente.

Pentru aceste motive, o astfel de schemă de stingere forțată rapidă (S.S.F.R) se poate folosi în orice instalație cu tiristoare, unde se produc scurtcircuite dese și unde se impune o reducere drastică a amplitudinii și duratei curentului de scurtcircuit.

II. Alcătuirea și modul de funcționare în ansamblu a schemei de stingere forțată rapidă a curentului de scurtcircuit

Din capul locului trebuie precizat că, din cauza timpului mort mare (3,3 ms), la un element de execuție cum ar fi o punte cu tiristoare, în cazul unor exigențe ridicate în ceea ce privește amplitudinea și durata curentului de scurtcircuit, importanța părții de electronică informațională într-o astfel de schemă de stingere forțată rapidă este relativ mică, rolul său reducîndu-se la o cît mai rapidă sesizare a depășirii pragului de curent Ih și transmitere a comenzii de aprindere la tiristorul de stingere forțată, sarcină pe care o poate îndeplini cu ușurință orice schemă electronică adecvat concepută și care nu este împovărată cu elemente acumulatoare de energie (condensatoare). Așa stînd lucrurile, amplitudinea, durata și forma în timp a unui curent de scurtcircuit stins rapid depind exclusiv de alcătuirea și dimensionarea părții de forță a SSFR.

În figura 1 este prezentată o schemă de stingere forțată rapidă (SSFR) care satisface exigențele enunțate mai sus. Ea se compune în mare din următoarele circuite și elemente:

1. Circuitul principal de stingere, care stinge mai întîi unul din tiristoarele p_1, p_3, p_5 și mai apoi tiristorul corespunzător cu care a condus din grupul p_2, p_4, p_6; el este compus din:

a — una din diodele de stingere din grupul $n7$, $n8$, $n9$ și anume cea alimentată de la înfășurarea de fază a trafo care are cea mai mare tensiune în momentul stingerii;

b — condensatorul de stingere C_s preîncărcat la o tensiune U_{csi} de cîteva sute de volți (circa 500 V) cu polaritatea arătată în figură, prin transformatorul $m2$ și diodele $n01$ și $n02$;

c — tiristorul de stingere p_v;

d — bobina Lv de limitare a pantei de creștere a curentului prin tiristorul de stingere p_v;

e — bobina de inductanță L_g de limitare a vîrfului curentului de scurtcircuit;

f — dioda de stingere și blocare n_b.

2. Circuitul de descărcare a energiei magnetice acumulate în inductanța L_g compus din:

a — bobina de inductanță L_g;

b — tiristorul de stingere p_v;

c — dioda de descărcare n_d;

d — rezistența de descărcare R_d.

3. Circuitul de descărcare, cu ocazia stingerii curentului de scurtcircuit a energiei magnetice înmagazinată în reactanțele de scurtcircuit L_w ale transformatorului de putere m_o; acest circuit este compus din:

a — condensatorul de absorbție C_a — condensator electrolitic preîncărcat (prin trafo $m1$ și redresorul $n_1 \ldots n_4$) cu polaritatea arătată în figură la o tensiune U_{cai} egală cu tensiunea continuă maximă instantanee U_{rM} dată de puntea cu tiristoare atunci cînd este comandată la maximum;

b — rezistența R_a care are rolul de limitare a vîrfului curentului de încărcare a condensatorului;

c — diodele de separație de restul circuitului n_{03} și n_{04};

d — rezistența R_{03} de descărcare a condensatorului C_a pînă la tensiunea U_{rM} în pauzele postscurtcircuit.

În linii mari SSFR funcționează în modul următor:

În momentul în care electronica informațională sesizează depășirea de către curentul de sarcină i_e al valorii de prag I_{eh}, ca urmare a producerii scurtcircuitului, se dă comanda de aprindere a tiristorului de stingere p_v.

După aprinderea tiristorului p_v tensiunea U_{csi} de pe condensatorul C_s se aplică ca tensiune de blocare, prin dioada n_b, tiristorului care a condus p_1 și care în acest mod se stinge. În același timp, curentul principal de sarcină este deviat de pe calea p_1, R_e, L_e pe calea $n7$, C_s, p_v datorită faptului că aici există o sursă suplimentară de tensiune: tensiunea U_{csi}, cu

care a fost preîncărcat condensatorul de stingere C_s.

Curentul prin sarcina utilă se stinge repede, aproximativ după o exponenţială cu constanta de timp $T_{ee} = \frac{L_e}{R_e}$.

este de a evita încărcarea condensatorului C_s cu o tensiune inversă prea mare U_{csf} la sfîrşitul procesului de stingere (în momentul anulării curentului i_w), tensiune deosebit de periculoasă, în special pentru tiristorul p_1 care a fost stins la începutul procesului de stingere şi

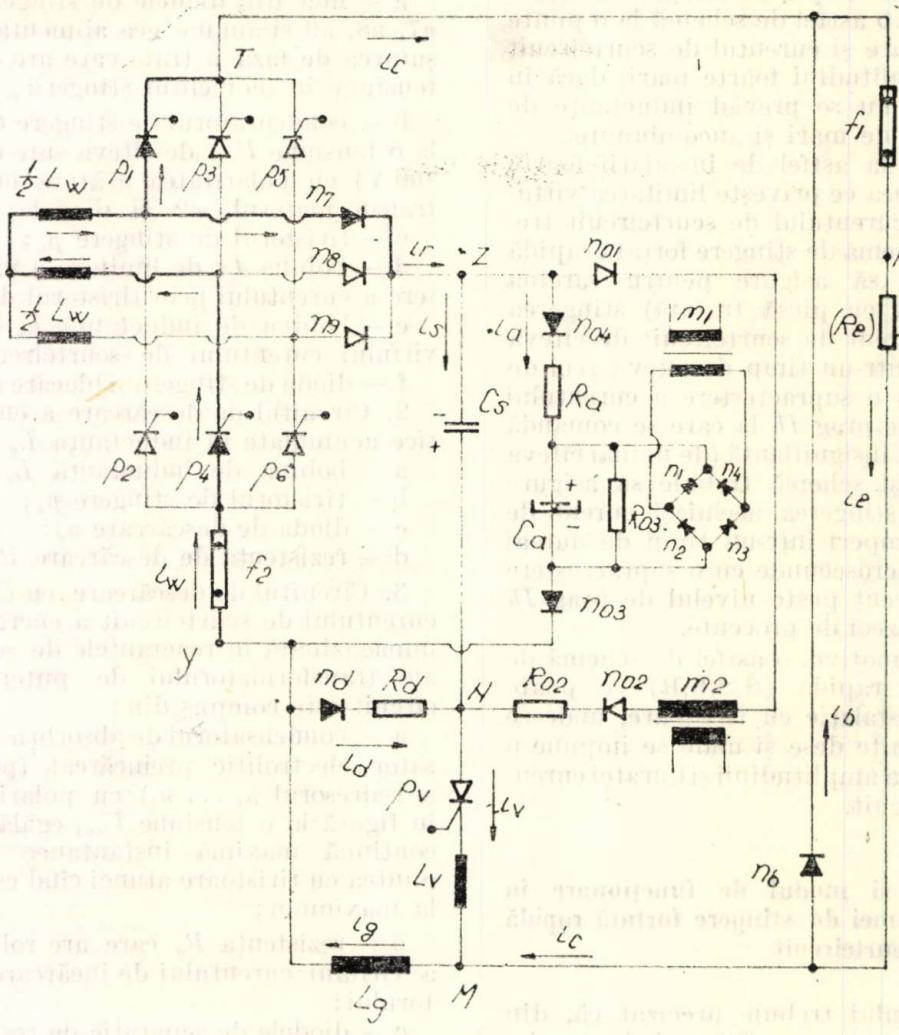


Fig. 1. Schema de stingere forţată rapidă.

Curentul de scurtcircuit, deviat acum prin condensatorul C_s, creşte de aici înainte după o alură sinusoidală cu o pulsaţie ω_2 datorită circuitului oscilant format de inductanţele $(L_w + L_g)$ şi capacitatea C_s.

În momentul atingerii valorii sale maxime I_{sM} tensiunea la bornele inductanţei L_g schimbă de semn, dioda n_d se deschide şi energia magnetică a bobinei L_g se descarcă peste rezistenţa de valoare ohmică mică R_d. Tot din acest moment ($i_w = I_{sM}$), reactanţele de scurtcircuit ale trafo L_w devin surse de tensiune şi îşi descarcă energia lor magnetică în condensatorul de absorbţie C_a.

Rolul celor două circuite: de descărcare a energiei magnetice din bobina L_g, şi de absorbţie a energiei magnetice din reactanţele L_w căruia, această tensiune U_{csf}, i se aplică prin dioada $n7$, tiristorul p_v şi rezistenţa de sarcină R_e ca tensiune directă, ce ar putea depăşi uşor şi cu mult tensiunea sa de blocare. V_{DRM} (în lipsa celor 2 circuite disipatoare şi absorbante de energie magnetică menţionate mai sus).

După depăşirea vîrfului de curent (I_{sM} prin dioda $n7$, curentul scade tot după o alură sinusoidală, dar cu o altă pulsaţie ω_3 condiţionată de noii parametri L, C, care apar în circuit după acest moment ($i_w = I_{sM}$).

În momentul anulării curentului i_w, tiristorul p_4 se stinge şi cu aceasta, legătura cu reţeaua fiind întreruptă, procesul de stingere propriu-zis se consideră încheiat.

În pauza postscurtcircuit pînă la relansarea funcţionării schemei, elementele acesteia tre-

buie dimensionate în așa fel încît să se producă următoarele fenomene :

a — scăderea curentului i_g prin inductanța L_g pînă la atingerea valorii curentului I_m de automenținere a tiristorului p_v și stingerea acestuia ca o consecință a acestui fapt;

b — descărcarea condensatorului de absorbție C_a peste rezistența R_{03} pînă cînd tensiunea sa atinge din nou valoarea $U_{cai} = U_{rM}$;

c — reîncărcarea condensatorului de stingere C_s de la transformatorul m_2 prin diodele n_{01}, n_{02}, și revenirea tensiunii pe bornele sale de la valoarea U_{csf} la valoarea de semn contrar U_{csi} cu care schema poate porni din nou, fiind pregătită pentru următorul scurtcircuit.

III. Ecuațiile diferențiale care descriu matematic funcționarea schemei în fiecare etapă a stingerii

În cele ce urmează va fi descris matematic de la început pînă la sfîrșit un proces de stingere forțată rapidă a unui curent de scurtcircuit.

Procesul de stingere în totalitatea sa începe în momentul aprinderii tiristorului de stingere forțată p_v, ca o consecință a comenzii date în acest sens de electronica informațională, care a sesizat depășirea de către curentul de sarcină i_e a pragului considerat drept valoare de scurtcircuit I_{eh}; el se termină în momentul în care ultimul tiristor implicat în procesul total de stingere (același p_v), se stinge ca urmare a scăderii curentului sau sub valoarea curentului de automenținere I_m.

Întrucît stingerea curentului provenit de la rețeaua de alimentare i_w se produce foarte rapid (în mai puțin de 1 ms), se va considera, pentru simplificare, că pe toată această durată tensiunea rețelei U_r este constantă. Cum cea mai defavorabilă situație corespunde cazului în care tensiunea de rețea are valoarea maximă U_{rM}, în vederea unei dimensionări acoperitoare a schemei, în ecuațiile diferențiale ce urmează se va introduce ca tensiune de rețea redresată (tensiunea sursei) valoarea constantă U_{rM}.

În ecuațiile diferențiale se vor folosi constantele de timp definite prin relațiile cuprinse în tabelul 1.

Procesul total de stingere a curentului de scurtcircuit este împărțit în etape delimitate de anumite evenimente ce au loc.

Timpul inițial și, respectiv final, la care se produc evenimentele ce determină un anumit interval de timp Δj vor fi notați cu tj_0 și $t_{jf} = t_{k0}$.

Valorile curente (funcție de timp) ale curenților și tensiunilor vor fi notate cu litere mici (*i*, *u*), afectate de unul sau doi indici literali spre a se arăta circuitul din schema în care se produc, și un indice numeric spre a se arăta intervalul de timp în care se produc. Valorile

Tabelul 1

$(Lg \cdot Cs)^{1/2} = Tgs$	(*a*)	$\frac{Lg}{Ra} = Tga$	(*g*)
$[Lg\,(Ca + Cs)]^{1/2} = Tgas$	(*b*)	$\frac{Lw}{Ra} = Taw$	(*h*)
$(Lw \cdot Ca)^{1/2} = Twa$	(*c*)	$\frac{Le}{Re} = Tee$	(*j*)
$[Lw(Ca + Cs)]^{1/2} = Twas$	(*d*)	$\frac{Lg}{Rd} = Tgd$	(*k*)
$(Lv \cdot Cs)^{1/2} = Tvs$	(*e*)	$Rd \cdot Cs = Tds$	(*p*)
$[(Lw + Lg)Cs]^{1/2} = Twgs$	(*f*)	$Ra \cdot Ca = Taa$	(*r*)
$(Lg \cdot Ca)^{1/2} = Tag$	(*i*)	$Ra \cdot Cs = Tas$	(*s*)
		$Ra(Ca + Cs) = Tasa$	(*t*)

acestor mărimi (curenți și tensiuni) în anumite cazuri particulare vor fi notate cu majuscule.

Fenomenele din interiorul fiecărei etape sînt descrise prin anumite relații între curenții din diferitele circuite ale schemei și prin anumite ecuații diferențiale.

La rezolvarea efectivă a ecuațiilor diferențiale caracteristice fiecărei etape se va considera $t_{j0} = 0$.

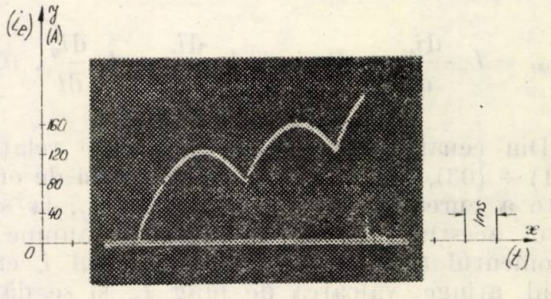


Fig. 2. Curentul de scurtcircuit net ($R_e = 0$), stins rapid prin sarcina utilă — curentul i_e măsurat pe șuntul f_1; pentru o tensiune continuă prescrisă la potențiometrul-pilot de $U_{dp} = 100$ V.

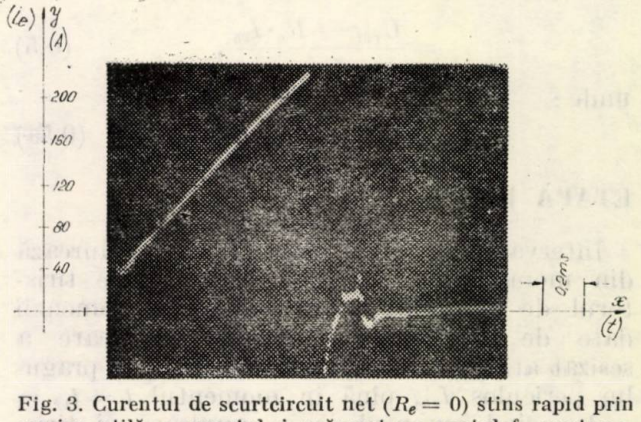


Fig. 3. Curentul de scurtcircuit net ($R_e = 0$) stins rapid prin sarcina utilă — curentul i_e măsurat pe șuntul f_1. pentru o tens. prescrisă $U_{dp} = 400$ V.

În calculele ce urmează, în scopul ajungerii la relaţii mai uşor de interpretat şi de manipulat se vor neglija în sumă cantităţile care sînt foarte mici în comparaţie cu altele substanţial mai mari.

ETAPA 0

Instalaţia funcţionează normal şi încă nu s-a produs nici un scurtcircuit. Prin rezistenţa de sarcină utilă $Ru = Rl$ circulă curentul I_{1n}. În această perioadă de timp de funcţionare normală sînt valabile relaţiile:

$$R_u = R_l\,, \tag{0.1}$$

$$i_{rn} = i_{sn} = i_{an} = i_{dn} = i_{bn} = 0, \tag{0.2}$$

$$i_{cn} = i_{en} = i_{gn} = i_{wn} = I_{ln}\,. \tag{0.3}$$

La momentul $t = t_{00}$ se produce un scurtcircuit, adică rezistenţa de sarcină utilă R_u scade brusc de la valoarea normală R_l la o valoare foarte mică R_e.

In ipoteza că acest accident se produce în cea mai defavorabilă situaţie, cînd tensiunea de reţea redresată prin puntea cu tiristoare este maximă şi are valoarea U_{rM}, este valabilă următoarea ecuaţie diferenţială care descrie matematic fenomenele [4]:

$$U_{rM} = L_w \cdot \frac{\mathrm{d}i_w}{\mathrm{d}t} + R_e \cdot i_e + L_e \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} + L_g \frac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}\,. \tag{0.4}$$

Din ecuaţia (0.4) avînd în vedere relaţiile (01) ÷ (03), se deduce valoarea pantei de creştere a curentului de scurtcircuit η_{eof}, la sfîrşitul acestui interval de timp şi anume în momentul $t = t_{of} = t_{10}$, cînd curentul i_e crescînd atinge valoarea de prag I_{eh} şi se dă în consecinţă comanda de stingere forţată rapidă:

$$\eta_{eof} = \left(\frac{d_{ie}}{dt}\right)_{t=t_{10}-\varepsilon} = \frac{U_{rM} - R_e \cdot I_{eh}}{L_w + L_e + L_g} =$$

$$= \frac{U_{rM} - R_e \cdot I_{eh}}{L_{weg}}\,, \tag{0.5}$$

unde:

$$L_{weg} = L_w + L_e + L_g\,. \tag{0.5a}$$

ETAPA 1-i

Intervalul de timp $\Delta t_1 = t_{1f} - t_{10}$ durează din momentul $t = t_{10}$, cînd se aprinde tiristorul de stingere p_v, ca urmare a comenzii date de electronica informaţională care a sesizat atingerea de către curentul i_e a pragului periculos I_{eh}, pînă în momentul $t = t_{1f} = t_{20}$, cînd curentul i_c se anulează şi tiristorul p_1 se stinge.

În această perioadă de timp are loc transferul curentului i_w de pe calea p_1, R_e, L_e, L_g pe calea n_7, C_s, p_v, L_g şi sînt valabile următoarele relaţii:

$$i_{a1} = i_{d1} = 0, \tag{1.1}$$

$$i_{r1} = i_{s1} = i_{v1} = i_{w1} - i_{c1}\,, \tag{1.2}$$

$$i_{e1} = i_{c1} + i_{b1}\,, \tag{1.3}$$

$$i_{g1} = i_{w1} = i_{v1} + i_{c1}\,. \tag{1.4}$$

Ecuaţiile diferenţiale care descriu matematic fenomenele sînt următoarele [4]:

$$U_{rM} = L_w \frac{di_w}{dt} + L_g \cdot \frac{d_{ig}}{dt} + L_e \frac{d_{ie}}{dt} + R_e\, i_e\,, \tag{1.5}$$

$$U_{rM} = -\,U_{csi} + \frac{1}{C_s}\int i_s \cdot dt + L_v \frac{d_{iv}}{dt} +$$

$$+ L_g \frac{d_{ig}}{dt} + L_w \frac{d_{iw}}{dt}\,, \tag{1.6}$$

$$L_e \cdot \frac{d_{ie}}{dt} + R_e\, i_e = 0. \tag{1.7}$$

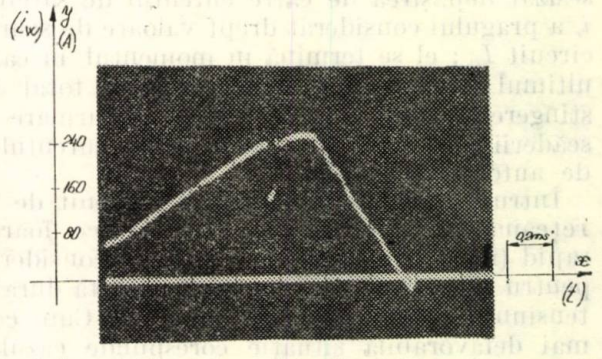


Fig. 4. Curentul total de scurtcircuit net ($R_e = 0$) stins rapid prin redresor — curentul i_w măsurat pe şuntul f_2 pentru o tensiune prescrisă $U_{dp} = 400$ V.

Condiţiile iniţiale sînt următoarele:

$$\text{la } t = t_{10} = 0 : \left.\begin{aligned} I_{g10} = I_{w10} = I_{e10} = I_{c10} = I_{eh} \\ I_{v10} = I_{s10} = 0 \end{aligned}\right\}, \tag{1.8}$$

$$\eta_{e10} = \left(\frac{d_{ie}}{dt}\right)_{t=+\varepsilon} = -\frac{R_e}{L_e} I_{eh} = -\frac{I_{eh}}{T_{ee}}\,, \tag{1.9}$$

$$\eta_{s10} = \left(\frac{d_{is}}{dt}\right)_{t=+\varepsilon} = \frac{U_{csi}}{L_v}\,, \tag{1.10}$$

$$\eta_{g10} = \left(\frac{d_{ig}}{dt}\right)_{t=+\varepsilon} = \eta_{w10} = \left(\frac{d_{iw}}{dt}\right)_{t=+\varepsilon} =$$

$$= \frac{U_{rM}}{L_w + L_g} = \frac{U_{rM}}{L_{wg}}\,, \tag{1.11}$$

unde :

$$L_{wg} = L_w + L_g, \tag{1.11a}$$

$$\eta_{c10} = \left(\frac{d_{ic}}{dt}\right)_{t=+\varepsilon} = \frac{U_{rM}}{L_{wg}} - \frac{U_{csi}}{L_v} \approx -\frac{U_{csi}}{L_v}. \tag{1.12}$$

Aplicînd transformata Laplace, ecuaţiilor (1.5) — (1.7), şi ţinînd seama de relaţiile (1.8) — (1.12), şi de constantele de timp definite în tabelul 1 se obţine în final [3] :

$$I_{s1}(p) = \frac{U_{csi}}{L_v} \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{1}{T_{vs}^2}}, \tag{1.13}$$

$$I_{c1}(p) = \frac{U_{rM}}{p^2 L_{wg}} + \frac{I_{eh}}{p} - \frac{U_{csi}}{L_v\left(p^2 + \frac{1}{T_{vs}^2}\right)}, \tag{1.14}$$

$$I_{e1}(p) = \frac{I_{eh}}{p + \frac{1}{T_{ee}}}. \tag{1.15}$$

Aplicînd transformata Laplace inversă ecuaţiilor (1.13) — (1.15) se obţine [3], [5] :

$$i_{s1}(t) = \frac{U_{csi}}{L_v} T_{vs} \cdot \sin \frac{t}{T_{vs}}, \tag{1.16}$$

$$i_{c1}(t) = \frac{U_{rM}}{L_{wg}} t + I_{eh} - \frac{U_{csi}}{L_v} T_{vs} \cdot \sin \frac{t}{T_{vs}}, \tag{1.17}$$

$$i_{e1}(t) = I_{eh} \cdot e^{-\frac{t}{T_{ee}}}. \tag{1.18}$$

Timpul t_{s1} după care se stinge tiristorul p_1 se deduce din ecuaţia $i_c(t) = 0$, şi, avînd în vedere că U_{csi} şi U_{rM} sînt de acelaşi ordin de mărime, în timp ce L_{wg} şi L_v diferă între ele cu două ordine de mărime, se obţine în final :

$$I_{c1}(t) = 0 \cong \frac{U_{rM}}{L_{wg}} t_{s1} + I_{eh} - \frac{U_{csi}}{L_v} t_{s1}, \tag{1.19}$$

$$t_{s1} = \frac{I_{eh}}{\frac{U_{csi}}{L_v} - \frac{U_{rM}}{L_{wg}}} \approx \frac{I_{eh} \cdot L_v}{U_{csi}}. \tag{1.20}$$

In intervalul de timp Δt_1 se produce o scădere a tensiunii pe condensatorul de stingere C_s de ΔU_{cs1} care rezultă ţinînd seama de relaţiile (1.16) şi (1.20) de :

$$\Delta U_{cs1} = \frac{1}{C_s}\int_0^{t_{s1}} i_s(t)\,dt = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{U_{csi}}{L_v} T_{vs} \cdot \int_0^{t_{s1}} \sin \frac{t}{T_{vs}}\,dt, \tag{1.21}$$

$$\Delta U_{cs1} = U_{csi}\left(1 - \cos \frac{I_{eh} \cdot L_v}{T_{vs} \cdot U_{csi}}\right) \approx \frac{1}{2} \frac{I_{eh}^2 L_v}{U_{csi} \cdot C_s}. \tag{1.21a}$$

ETAPA a 2-a

Intervalul de timp $\Delta t_2 = t_{2f} - t_{20}$ durează din momentul $t = t_{20} = t_{1f}$, cînd se stinge tiristorul p_1, pînă în momentul $t = t_{2f} = t_{30}$, cînd curentul i_s ce trece prin condensatorul de stingere C_s atinge valoarea sa maximă I_{sM}.

În acest interval de timp sînt valabile următoarele relaţii :

$$i_{a2} = i_{c2} = i_{d2} = 0, \tag{2.1}$$

$$i_{r2} = i_{s2} = i_{v2} = i_{g2} = i_{w2}. \tag{2.2}$$

Ecuaţia diferenţială care descrie matematic fenomenele este următoarea [4] :

$$U_{rM} = L_w \frac{d_{iw}}{dt} + L_v \frac{d_{iv}}{dt} + L_g \frac{d_{ig}}{dt} + u_{cs2}. \tag{2.3}$$

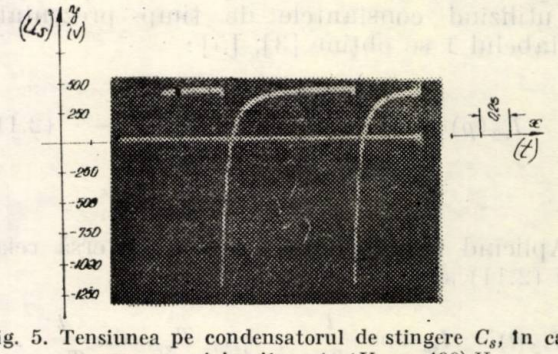


Fig. 5. Tensiunea pe condensatorul de stingere C_s, în cazul unor scurtcircuite nete (U_{dp} = 400) V.

Ţinînd seama de relaţiile (2.2) şi (1.21 a) şi avînd în vedere că :

$$u_{cs2} = -U_{cs20} + \frac{1}{C_s}\int i_s(t)\,dt, \tag{2.4}$$

unde :

$$U_{cs20} = U_{csi} - \Delta U_{cs1} = U_{csi} - \frac{I_{eh}^2 \cdot L_v}{2 U_{csi} \cdot C_s}, \tag{2.5}$$

iar :

$$L_w + L_g + L_v \cong L_w + L_g = L_{wg}, \quad (2.6)$$

ecuaţia (2.3) devine, în final :

$$U_{rM} = L_{wg}\frac{d_{is}}{dt} - U_{cs20} + \frac{1}{C_s}\int i_s(t)\,dt. \quad (2.7)$$

Derivînd ecuaţia (2.7) se obţine :

$$L_{wg}\frac{d^2 i_s}{dt^2} + \frac{1}{C_s} i_s = 0. \quad (2.8)$$

Condiţiile iniţiale :
La momentul $t = t_{20} + \varepsilon = \varepsilon$:

$$I_{s1f} = I_{s20} = \frac{U_{csi}}{L_v} T_{vs}\cdot\sin\frac{1}{T_{vs}}\cdot\frac{I_{eh}}{\frac{U_{csi}}{L_v} - \frac{U_{rM}}{L_{wg}}}, \quad (2.9)$$

$$I_{s20} \cong \frac{U_{csi}}{L_v} T_{vs}\cdot\sin\frac{I_{eh}\cdot L_v}{T_{vs}\cdot U_{csi}} \approx I_{eh}, \quad (2.9a)$$

$$\eta_{s20} = \left(\frac{d_{is}}{dt}\right)_{t=t_{20}} = \frac{1}{L_{wg}}(U_{rM} + U_{cs20}) =$$

$$= \frac{1}{L_{wg}}\left(U_{rM} + U_{cssi} - \frac{I_{eh}^2\cdot L_v}{2U_{csi}\cdot C_s}\right), \quad (2.10)$$

$$\eta_{s20} \approx \frac{1}{L_{wg}} U_{TM}. \quad (2.10a)$$

Aplicînd transformata Laplace ecuaţiei (2.8) şi utilizînd constantele de timp prezentate în tabelul 1 se obţine [3], [5] :

$$I_{s2}(p) = \frac{I_{eh}\cdot p}{p^2 + \frac{1}{T_{wgs}^2}} + \frac{\eta_{s20}}{p^2 + \frac{1}{T_{wgs}^2}}. \quad (2.11)$$

Aplicînd transformata Laplace inversă relaţiei (2.11) se obţine [3], [5].

$$I_{s2}(t) = I_{eh}\cdot\cos\frac{t}{T_{wgs}} + \eta_{s20}\cdot T_{wgs}\cdot\sin\frac{t}{T_{wgs}}. \quad (2.12)$$

Pentru a afla valoarea maximă I_{sM} a curentului i_{s2} (t) calculăm derivata I a expresiei (2.12), care apoi se egalează cu zero.
Făcînd calculele se obţine expresia :

$$tg\frac{t_M}{T_{wgs}} = \frac{1}{I_{eh}}\sqrt{\frac{C_s}{L_{wg}}}(U_{rM} + U_{cs20}) =$$

$$= \frac{1}{I_{eh}}\cdot\sqrt{\frac{C_s}{L_{wg}}}\cdot U_{TM}, \quad (2.13)$$

în care t_M este timpul la care curentul i_{s2} (t) atinge valoarea sa maximă I_{sM}.
Introducînd valoarea lui t_M în ecuaţia (2.12) se determină, în final, valoarea lui I_{sM}, care obţine o expresie mai simplă, mai uşor de manipulat şi acoperitoare în calculele de proiectare, dacă în expresia lui U_{cs20} dată de relaţia (2.5) se neglijează ca fiind foarte mic termenul care îl conţine pe L_v.

$$I_{sM} = \sqrt{I_{eh}^2 + \frac{C_s}{L_{wg}}(U_{rM} + U_{cs20})^2} \cong$$

$$\cong \sqrt{I_{eh}^2 + \frac{C_s}{L_{wg}} U_{rM}^2}, \quad (2.14)$$

unde,

$$U_{TM} = U_{rM} + U_{csi}. \quad (2.14a)$$

ETAPA a 3-a

Intervalul de timp $\Delta t_3 = t_{3f} - t_{30}$ durează din momentul $t = t_{2f} = t_{30}$, cînd curentul i_s atinge valoarea sa maximă I_{sM} pînă în momentul $t = t_{3f} = t_{40}$ cînd se stinge tiristorul p_4 şi astfel legătura cu reţeaua de alimentare este complet întreruptă.
În acest interval de timp sînt valabile relaţiile :

$$i_{c3} = 0, \quad (3.1)$$

$$i_{s3} + i_{a3} = i_{r3} = i_{w3}, \quad (3.2)$$

$$i_{v3} = i_{g3}, \quad (3.3)$$

$$i_{s3} + i_{d3} = i_{v3} = i_{g3}. \quad (3.4)$$

Ecuaţiile diferenţiale care descriu matematic fenomenele sînt următoarele :
a. Ecuaţia rezultată prin aplicarea teoremei lui Kirchoff pe circuitul n_7, C_s, Rd, p_4, [4].

$$U_{rM} = L_w\frac{di_w}{dt} + u_{cs} - Rd\cdot id, \quad (3.5)$$

unde :

$$u_{cs} = U_{cs30} + \frac{1}{C_s}\int i_s(t)\,dt. \quad (3.6)$$

Deoarece, aşa cum s-a stabilit deja, la timpul $t = t_{2f} = t_{30}$:

$$\frac{di_w}{dt} = \frac{di_v}{dt} = \frac{di_g}{dt} = 0, \quad (3.7)$$

rezultă, din relaţia (2.3), că :

$$U_{cs2f} = U_{cs30} = U_{rM}. \quad (3.8)$$

Ţinînd seama de relaţiile (3.6) şi (3.8), relaţia (3.5) devine în final:

$$L_w \frac{\mathrm{d}i_w}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C_s}\int i_s(t)\,\mathrm{d}t - R_d \cdot i_d = 0. \quad (3.9)$$

b. Ecuaţia diferenţială rezultată prin aplicarea teoremei lui Kirchoff pe circuitul n_7 Ca, p_4 este:

$$U_{rM} = L_w \frac{\mathrm{d}i_w}{\mathrm{d}t} + R_a\, i_a + u_{ca}, \quad (3.10)$$

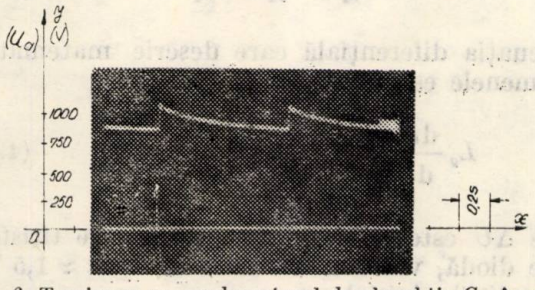


Fig. 6. Tensiunea pe condensatorul de absorbţie C_a, în cazul unor scurtcircuite nete repetate la U_{dp} = 400 V.

unde:

$$u_{ca} = U_{ca30} + \frac{1}{C_a}\int i_a(t)\,\mathrm{d}t, \quad (3.11)$$

şi U_{ca30} = constant = U_{rM}. (3.11a)

Avînd în vedere relaţiile (3.11) şi (3.11a), ecuaţia diferenţială (3.10) devine:

$$L_w \frac{\mathrm{d}i_w}{\mathrm{d}t} + R_a \cdot i_a + \frac{1}{C_a}\int i_a(t)\,\mathrm{d}t = 0. \quad (3.12)$$

c. Ecuaţia diferenţială rezultată prin aplicarea teoremei lui Kirchoff pe circuitul Rd, p_v L_v, L_g este:

$$(L_g + L_v)\frac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t} + R_d\, i_d \cong L_g \frac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t} + R_d \cdot i_d = 0. \quad (3.13)$$

Condiţii iniţiale:

La timpul $t = t_{30} + \varepsilon = \varepsilon$ sînt valabile următoarele egalităţi deduse din relaţiile de mai sus:

$$I_{a30} = I_{d30} = 0, \quad (3.14)$$

$$I_{s30} = I_{g30} = I_{sM}, \quad (3.15)$$

$$\eta_{g30} = \left(\frac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}\right)_{t=t_{30}} = \eta_{w30} = \left(\frac{\mathrm{d}i_w}{\mathrm{d}t}\right)_{t=t_{30}} = 0, \quad (3.16)$$

$$\eta_{d30} = \eta_{a30} = -\eta_{s30} = \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)}. \quad (3.17)$$

Pentru a ajunge la relaţii mai simple şi mai expeditive se ia în consideraţie faptul că T_{gd} (constanta de timp) este cu mult mai mare decît toate celelalte şi, deci, în interiorul intervalului de timp Δt_3 curentul $i_g \approx$ constant.

În relaţiile matematice întîlnite în acest interval de timp se va considera deci că:

$$p + \frac{1}{T_{gd}} \approx p. \quad (3.18)$$

În plus, la dimensionarea elementelor schemei se va adopta condiţia:

$$T_{aa} = R_a \cdot C_a = T_{ds} = R_d \cdot C_s. \quad (3.19)$$

Prin adunări, scăderi, substituiri, derivări ale ecuaţiilor (3.9), (3.12), (3.13) se ajunge în final la ecuaţii diferenţiale, la care, aplicîndu-le transformata Laplace directă, se obţin următoarele ecuaţii în p, în care constantele de timp sînt cele prezentate în tabelul 1 [3], [5]:

$$I_{d3}(p) = \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)} \cdot \frac{p^2 + \frac{T_{aa}}{T_{wa}^2}p + \frac{1}{T_{wa}^2}}{p\left(p + \frac{1}{T_{aa}}\right)\left(p^2 + \frac{T_{aa}}{T_{was}^2}p + \frac{1}{T_{was}^2}\right)}, \quad (3.20)$$

$$I_{a3}(p) \cong \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_{gd}}}{\left(p + \frac{1}{T_{aa}}\right)\left(p^2 + \frac{T_{aa}}{T_{was}^2}p + \frac{1}{T_{was}^2}\right)}, \quad (3.21)$$

$$I_{s3}(p) = \frac{I_{sM}}{p} - \frac{p + \frac{1}{T_{gd}}}{p} I_{d3}(p) \cong \frac{I_{sM}}{p} - I_{d3}(p), \quad (3.22)$$

$$I_{w3}(p) = \frac{I_{sM}}{p} - \frac{I_{sM} \cdot R_a}{C_s(R_a + R_d)L_w} \cdot \frac{1}{p\left(p^2 + \frac{T_{aa}}{T_{was}^2}p + \frac{1}{T_{was}^2}\right)}. \quad (3.23)$$

Aplicînd transformata Laplace inversă ecuaţiilor (3.20) — (3.23) se obţin respectivele funcţii de timp [3], [5]:

$$i_{d3}(t) = \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)}\left[T_{asa} - T_{aa}\, e^{-\frac{t}{T_{aa}}} - T_{as} \cdot e^{-\sigma t}\left(\cos\omega t + \frac{T_{aa}}{2\omega T_{was}^2}\sin\omega t\right)\right], \quad (3.24)$$

$$i_{a3}(t) = \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)}\left[- T_{aa} \cdot e^{-\frac{t}{T_{aa}}} + \right.$$

$$\left. + T_{aa}\, e^{-\sigma t}\left(\cos\omega t + \frac{T_{aa}}{2\omega T_{was}^2}\sin\omega t\right)\right], \quad (3.25)$$

$$i_{s3}(t) = \frac{I_{sM}}{C_s(R_a + R_d)}\left[T_{aa} \cdot e^{-\frac{t}{T_{aa}}} \right.$$

$$\left. + T_{as}\, e^{-\sigma t}\left(\cos\omega t + \frac{T_{aa}}{2\omega T_{was}^2}\sin\omega t\right)\right], \quad (3.26)$$

$$i_{w3}(t) = I_{sM}\, e^{-\sigma t}\left(\cos\omega t + \frac{T_{aa}}{2\omega T_{was}^2}\sin\omega t\right). \quad (3.27)$$

În relaţiile de mai sus :

$$\sigma = \frac{T_{aa}}{2T_{was}^2}, \quad (3.28)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{4T_{was}^2 - T_{aa}^2}{4\,T_{was}^4}} \cong \frac{1}{T_{was}}. \quad (3.28a)$$

Introducînd valoarea aproximativă a lui ω, dată de relaţia (3.28a), în relaţia (3.27) şi ţinînd seama de faptul că :

$$\frac{T_{aa}}{2T_{was}} \ll 1, \quad (3.29)$$

se obţine pentru i_w o expresie mai simplă, ce se va folosi în calculele de dimensionare optimală care urmează :

$$i_{w3}(t) \cong I_{sM}\, e^{-\sigma t} \cdot \cos\omega t. \quad (3.30)$$

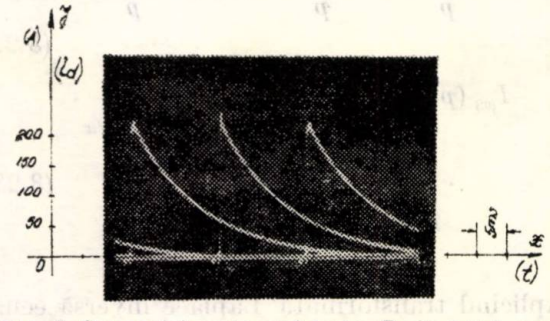


Fig. 7. Curentul i_d prin rezistenţa R_d în cazul unor scurtcircuite $U_{dp} = 400$ V.

Din relaţia (3.30) rezultă că se anulează curentul $i_{w3}(t)$ pentru o valoare a lui $t = t_{s3}$:

$$t_{s3} = \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2} T_{was} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_w(C_a + C_s)}. \quad (3.31)$$

ETAPA a 4-a

Intervalul de timp $\Delta t_4 = t_{4f} - t_{40}$ durează din momentul $t = t_{40}$ în care ultimul tiristor care face legătura cu reţeaua p_4 se stinge, pînă în momentul $t = t_{4f}$ în care se stinge şi tiristorul de stingere forţată p_v.

În acest interval de timp sînt valabile relaţiile :

$$i_{s4} = i_{a4} = i_{c4} = i_{r4} = i_{w4} = 0, \quad (4.1)$$

$$i_{c4} = i_{g4} = i_{d4}. \quad (4.2)$$

Ecuaţia diferenţială care descrie matematic fenomenele este următoarea [4] :

$$L_g \frac{di_g}{dt} + R_d \cdot i_d + 2\Delta U = 0, \quad (4.3)$$

unde ΔU este căderea de tensiune pe tiristor şi pe diodă, valoarea ei fiind de $\Delta U \approx 1{,}5$ V.

Condiţiile iniţiale :

la timpul $t = t_{40} + \varepsilon = \varepsilon$: $I_{g40} = I_{gM} \cong I_{sM}$. (4.4)

Aplicînd transformata Laplace ecuaţiei (4.3) se obţine [3], [5] :

$$I_{g4}(p) = \frac{I_{sM}}{p + \frac{1}{T_{gd}}} - \frac{2\Delta U}{L_g \cdot p\left(p + \frac{1}{T_{gd}}\right)}. \quad (4.5)$$

Aplicînd transformata Laplace inversă ecuaţiei (4.5) se obţine [3], [5] :

$$i_{g4}(t) = I_{sM}\, e^{-\frac{t}{T_{gd}}} + \frac{2\Delta U}{R_d}\left(e^{-\frac{t}{T_{gd}}} - 1\right). \quad (4.6)$$

Tiristorul p_v se stinge în momentul t_{s4} în care curentul i_g, care îl parcurge, scăzînd, atinge valoarea curentului de automenţinere I_m :

$$I_m = I_{sM} \cdot e^{-\frac{t_{s4}}{T_{gd}}} + \frac{2\Delta U}{Rd}\left(e^{-\frac{t_{s4}}{T_{gd}}} - 1\right), \quad (4.7)$$

$$t_{s4} = T_{gd} \cdot \ln \frac{I_{sM} + \frac{2\Delta U}{R_d}}{I_m + \frac{2\Delta U}{R_d}}. \quad (4.8)$$

În figura 8 se arată cu o bună aproximaţie desfăşurarea în timp a curenţilor din diferitele circuite ale schemei în diferitele etape ale stingerii forţate rapide.

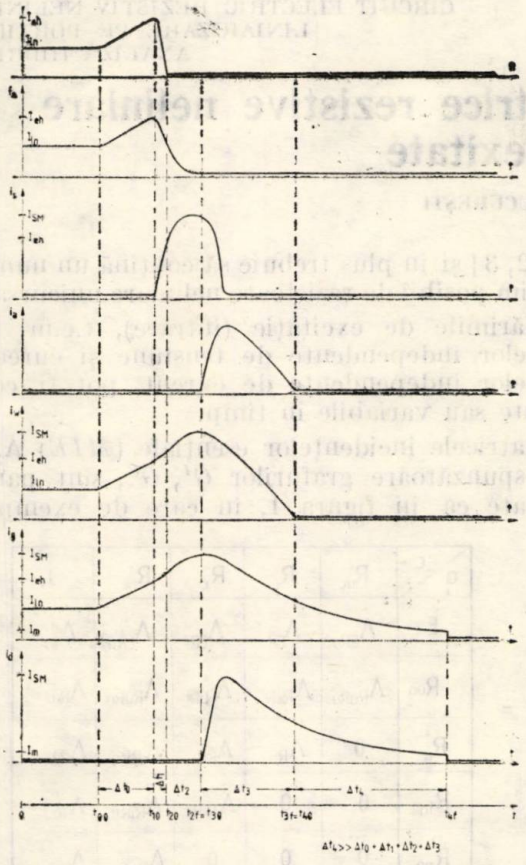


Fig. 8. Desfășurarea în timp a curenților din diferite circuite ale schemei în diferitele etape ale stingerii forțate rapide.

IV. Rezultate obținute

O schemă de stingere rapidă a curentului de scurtcircuit ca cea descrisă mai sus și prezentată în figura 1, a fost folosită la un variator de putere de 64 kW, destinat instalației de nitrurare ionică INI 70 de la Uzina de autocamioane — Brașov.

În lipsa unor tiristoare rapide cu V_{DRM} mare s-au folosit la partea de redresare două punți: una cu tiristoare, alta cu diode.

Printr-un potențiometru cu priză mediană montat în tandem cu potențiometrul pilot de prescriere a tensiunii U_{dp}, s-a prescris o limită de curent I_{eh}, la care se comandă stingerea forțată de:

$$I_{eh}=200 \text{ A (pentru } 0<U_{dp}<\frac{U_{dM}}{2}=400 \text{ V},$$

I_{eh} = variabil între 200 A și 100 A odată cu U_{dp} care variază între $\frac{U_{dM}}{2}$ și $U_{dM}=800$ V.

Figurile 2—7 arată rezultatele obținute. Pentru o tensiune continuă prescrisă la potențiometrul pilot $U_{dp}=100$ V.

Bibliografie

[1] *Manfred, Meyer.* Thyristoren in der technischen Anwendung Stromrichter mit erzwungener Kommutierung Herausgeber Siemens Atkiengesellschaft. Berlin, München, 1967.

[2] *Dewan, S. B., Straughen A.* Power Semiconductor circuits. *A. Willey* — Interscience Publication John Willey and Sons, New-York — London — Sidney — Toronto.

[3] *Jaeger, I. C.* Newstead, Gordon, An introduction to the Laplace transformation. Methuen & Co. Ltd Science and Paperbacks 1969.

[4] *Raduleț, Remus.* Bazele electrotehnicii — Probleme, București, Editura Didactică și Pedagogică, 1970.

[5] *Șabac I. G.* Matematici speciale, vol 2, București, Editura didactică și pedagogică 1965.

[6] *Heumann, Klemens, Stumpe, August C.* Thiristoren. Eingenschaften und Anwendungen 1969 BG Teubner — — Stuttgardt.

CZ 621.3.012 :621.317.35

CIRCUIT ELECTRIC REZISTIV NELINIAR
LINIARIZARE PE PORȚIUNI
ANALIZĂ HIBRIDĂ

Asupra analizei circuitelor electrice rezistive neliniare de mare complexitate

MIHAI IORDACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

În practică există rezistoare neliniare ale căror caracteristici tensiune-curent nu sînt nici controlate în curent (c.i.) și nici în tensiune (c.u.), dar sînt unicursale [1] și au proprietatea că relațiaunicursală tensiune-curent a fiecărui rezistor neliniar unicursal poate fi reprezentată printr-o relație parametrică, controlată în parametrul considerat, de forma :

$$\begin{cases} u_k = \hat{u}_k(x_k) : \mathbb{D}_{x_k} \to \mathbb{D}_{u_k}, \\ i_k = \hat{i}_k(x_k) : \mathbb{D}_{x_k} \to \mathbb{D}_{i_k}, \end{cases} \quad (1)$$

unde x_k reprezintă parametrul, care poate fi : unghi, lungimea arcului de curbă etc.

Lucrarea completează metodele de analiză hibridă a circuitelor electrice rezistive neliniare elaborate anterior de autor în [2, 3], pentru cazul în care circuitul analizat conține și rezistoare neliniare cu caracteristici unicursale care au o reprezentare parametrică de forma (1). În acest caz ca variabile independente se consideră : vectorul tensiunilor rezistoarelor neliniare c.u. ramuri u_{ua}, vectorul parametrilor x_{na} corespunzător rezistoarelor neliniare unicursale ramuri, vectorul curenților rezistoarelor neliniare c.i. coarde i_{ic} și vectorul parametrilor x_{nc} corespunzători rezistoarelor neliniare unicursale coarde.

Acest set de variabile independente conduce la o formă hibridă generală a ecuațiilor circuitelor electrice rezistive neliniare care pot fi rezolvate, în general, prin orice tehnică de iterație cunoscută în literatură [1—5]. În lucrare se prezintă forma ecuațiilor corespunzătoare algoritmului Newton-Raphson, algoritmul Katzenelson și algoritmului combinatorial cînd caracteristicile $i_k = \hat{i}_k(u_k)$, $u_k = \hat{u}_k(i_k)$, $u_k = \hat{u}_k(x_k)$ și $i_k = \hat{i}_k(x_k)$ sînt aproximate prin segmente de dreaptă.

1. Formularea ecuațiilor

Pentru formularea sistematică a ecuațiilor hibride ce guvernează circuitele electrice rezistive neliniare, ca și în [2, 3], se asociază circuitului analizat două grafuri : unul de curent G^I și unul de tensiune G^U.

Arborele normal comun (ANC) (arborescență normală comună ($ARNC$), pentru circuitele neconexe) trebuie să satisfacă restricțiile impuse în [2, 3] și în plus trebuie să conțină un număr minim posibil de rezistoare neliniare unicursale.

Mărimile de excitație (intrare), t.e.m. ale surselor independente de tensiune și curenții surselor independente de curent, pot fi constante sau variabile în timp.

Matricele incidențelor esențiale (MIE) Λ, β corespunzătoare grafurilor G^I, G^U, sînt partiționate ca în figura 1, în care de exemplu,

$\Lambda =$

a \ c	R_{uc}	R_c	R_{ic}	R_{nc}	J
E	Λ_{ERu}	Λ_{ER}	Λ_{ERi}	Λ_{ERn}	Λ_{EJ}
R_{ua}	Λ_{RuRu}	Λ_{RuR}	Λ_{RuRi}	Λ_{RuRn}	Λ_{RuJ}
R_a	0	Λ_{RR}	Λ_{RRi}	Λ_{RRn}	Λ_{RJ}
R_{ia}	0	0	Λ_{RiRi}	Λ_{RiRn}	Λ_{RiJ}
R_{na}	0	0	0	Λ_{RnRn}	Λ_{RnJ}

$\beta =$

a \ c	R_{uc}	R_c	R_{ic}	R_{nc}	J
E	β_{ERu}	β_{ER}	β_{ERi}	β_{ERn}	β_{EJ}
R_{ua}	β_{RuRu}	β_{RuR}	β_{RuRi}	β_{RuRn}	β_{RuJ}
R_a	0	β_{RR}	β_{RRi}	β_{RRn}	β_{RJ}
R_{ia}	0	0	β_{RiRi}	β_{RiRn}	β_{RiJ}
R_{na}	0	0	0	β_{RnRn}	β_{RnJ}

Fig. 1. Partiționarea MIE $\Lambda\beta$.

R_{na} (R_{nc}) reprezintă mulțimea rezistoarelor neliniare unicursale ramuri (coarde), iar $\Lambda_{RnRn}(\beta_{RRi})$ este submatricea de incidență a rezistoarelor neliniare unicursale (c.i.) coarde la suprafețele de secțiune atașate rezistoarelor neliniare unicursale (liniare) ramuri în graful G^I (G^U).

Ținînd seama de partiționarea MIE Λ și β (v. fig. 1), teoremele lui Kirchhoff au forma : TIK

$$i_E = -\Lambda_{ERu} i_{uc} - \Lambda_{ER} i_{Rc} - \Lambda_{ERi} i_{ic} - \Lambda_{ERn} i_{nc} - \Lambda_{EJ} i_J, \quad (2a)$$

* Institutul politehnic — București.

$$i_{ua} = -\Lambda_{RuRu} i_{uc} - \Lambda_{RuR} i_{Rc} - \Lambda_{RuRi}\, i_{ic} - \\ - \Lambda_{RuRn} i_{nc} - \Lambda_{RuJ} i_J, \quad (2b)$$

$$i_{Ra} = -\Lambda_{RR} i_{Rc} - \Lambda_{RRi} i_{ic} - \Lambda_{RRn} i_{nc} - \Lambda_{RJ} i_J, \quad (2c)$$

$$i_{ia} = -\Lambda_{RiRi} i_{ic} - \Lambda_{RiRn} i_{nc} - \Lambda_{RiJ} i_J, \quad (2d)$$

$$i_{na} = -\Lambda_{RnRn} i_{nc} - \Lambda_{RnJ} i_J, \quad (2e)$$

TIIK

$$u_{uc} = \beta^T_{ERu} u_E + \beta^T_{RuRu} u_{ua}, \quad (3a)$$

$$u_{Rc} = \beta^T_{ER} u_E + \beta^T_{RuR} u_{ua} + \beta^T_{RR} u_{Ra}, \quad (3b)$$

$$u_{ic} = \beta^T_{ERi} u_E + \beta^T_{RuRi} u_{ua} + \beta^T_{RRi} u_{Ra} + \beta^T_{RiRi} u_{ia}, \quad (3c)$$

$$u_{nc} = \beta^T_{ERn} u_E + \beta^T_{RuRn} u_{ua} + \beta^T_{RRn} u_{Ra} + \\ + \beta^T_{RiRn} u_{ia} + \beta^T_{RnRn}, u_{na} \quad (3d)$$

$$u_J = \beta^T_{EJ} u_E + \beta^T_{RuJ} u_{ua} + \beta^T_{RJ} u_{Ra} + \beta^T_{RiJ} u_{ia} + \\ + \beta^T_{RnJ} u_{na}, \quad (3e)$$

în care, de exemplu,

$$u_{na} \in \mathbb{R}^{n_{Rna}},\ u_E \in \mathbb{R}^{n_E} (i_{nc} \in \mathbb{R}^{n_{Rnc}},\ i_J \in \mathbb{R}^{n_J}),$$

reprezintă vectorii tensiunilor (curenților) rezistoarelor neliniare unicursale ramuri (coarde) și respectiv sursele ideale independente de tensiune (curent).

Caracteristicile rezistoarelor neliniare, liniarizate pe porțiuni, au, pentru combinația arbitrară de segmente s, forma:

$$\begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{uc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ua}(u_{ua}) \\ \hat{i}_{uc}(u_{uc}) \end{bmatrix} \overset{d}{=} \begin{bmatrix} G_{ua}(s) \cdot u_{ua} + I_{ua}(s) \\ G_{uc}(s) \cdot u_{uc} + I_{uc}(s) \end{bmatrix}, \quad (4a)$$

$$E^-_{ua}(s) \leqslant u_{ua} \leqslant E^+_{ua}(s), \quad (4.b)$$

$$E^-_{uc}(s) \leqslant u_{uc} \leqslant E^+_{uc}(s), \quad (4c)$$

pentru rezistoarele neliniare c.u.,

$$\begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{ia}(i_{ia}) \\ \hat{u}_{ic}(i_{ic}) \end{bmatrix} \overset{d}{=} \begin{bmatrix} R_{ia}(s) \cdot i_{ia} + E_{ia}(s) \\ R_{ic}(s) \cdot i_{ic} + E_{ic}(s) \end{bmatrix}, \quad (5a)$$

$$I^-_{ia}(s) \leqslant i_{ia} \leqslant I^+_{ia}(s), \quad (5b)$$

$$I^-_{ic}(x) \leqslant i_{ic} \leqslant I^+_{ic}(s), \quad (5c)$$

pentru rezistoarele neliniare c.i.:

$$\begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{na} \\ u_{nc} \\ i_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{na}(x_{na}) \\ \hat{i}_{na}(x_{na}) \\ \hat{u}_{nc}(x_{nc}) \\ \hat{i}_{nc}(x_{nc}) \end{bmatrix} \overset{d}{=} \begin{bmatrix} \gamma_{na}(s) \cdot x_{na} + E_{na}(s) \\ \alpha_{na}(s) \cdot x_{na} + I_{na}(s) \\ \gamma_{nc}(s) \cdot x_{nc} + E_{nc}(s) \\ \alpha_{nc}(s) \cdot x_{nc} + I_{nc}(s) \end{bmatrix}, \quad (6a)$$

$$X^-_{na}(s) \leqslant x_{na} \leqslant X^+_{na}(s), \quad (6b)$$

$$X^-_{nc}(s) \leqslant x_{nc} \leqslant X^+_{nc}(s), \quad (6c)$$

pentru rezistoarele neliniare unicursale; unde, de exemplu, $\gamma_{na}(s)$, $\alpha_{nc}(s)$ reprezintă matricele diagonale ale pantelor segmentelor, pentru combinația de segmente curentă s, corespunzătoare reprezentării parametrice, liniarizată pe porțiuni, a tensiunilor rezistoarelor neliniare unicursale ramuri, respectiv a curenților rezistoarelor neliniare unicursale coarde, iar vectorii $E_{na}(s)$ și $I_{nc}(s)$ sînt vectorii ordonatelor la origine ale segmentelor respective. Intervalele: $[X^-_{na}, X^+_{na}]$ și $[X^-_{nc}, X^+_{nc}]$ reprezintă domeniile de definiție ale combinației de segmente s corespunzătoare curbelor $\hat{u}_{na}(x_{na})$, $\hat{i}_{na}(x_{na})$ și $\hat{u}_{nc}(x_{nc})$, $\hat{i}_{nc}(x_{nc})$.

Relațiile tensiune-curent ale rezistoarelor liniare se pot dscrie astfel:

$$u_{Ra} = R_a i_{Ra} \text{ sau } i_{Ra} = G_a u_{Ra}, \text{ unde } G_a = R_a^{-1}, \quad (7a)$$

$$i_{Rc} = G_c u_{Rc} \text{ sau } u_{Rc} = R_c i_{Rc}, \text{ unde } R_c = G_a^{-1}. \quad (7b)$$

Substituind relațiile (7) în ecuațiile (2c) și (3b) se obține:

$$u_{Ra} = G^{-1}(-\Lambda_{RR} G_c \beta^T_{RuR} u_{ua} - \Lambda_{RRi}\, i_{ic} - \Lambda_{RRn} i_{nc} - \\ - \Lambda_{RR} G_c \beta^T_{ER} u_E + \Lambda_{RJ} i_J), \quad (8a)$$

$$i_{Rc} = R^{-1}(\beta^T_{RuR} u_{ua} - \beta^T_{RR} R_a \Lambda_{RRi} i_{ic} - \\ - \beta^T_{RR} R_a \Lambda_{RRn} i_{nc} + \beta^T_{ER} u_E - \beta^T_{RR} R_a \Lambda_{RJ} i_J), \quad (8b)$$

unde:

$$G = G_a + \Lambda_{RR} G_c \beta^T_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Ra} \times n_{Ra}} \quad (9a)$$

$$R = R_c + \beta^T_{RR} R_a \Lambda_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc} \times n_{Rc}}. \quad (9b)$$

Matricele G^{-1} și R^{-1} satisfac relațiile:

$$G^{-1} = R_a - R_a \Lambda_{RR} R^{-1} \beta^T_{RR} R_a, \quad (10a)$$

$$R^{-1} = G_c - G_c \beta^T_{RR} G^{-1} \Lambda_{RR} G_c. \quad (10b)$$

Introducînd relaţiile (8) în ecuaţiile (2b), (3c) şi (3d) şi ţinînd seama de ecuaţia (2e) rezultă :

$$\begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{na} \\ u_{ic} \\ u_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{ua,ua} & 0 & H_{ua,ic} & H_{ua,nc} \\ 0 & 0 & 0 & H_{na,nc} \\ H_{ic,ua} & 0 & H_{ic,ic} & H_{ic,nc} \\ H_{nc,ua} H_{nc,na} H_{nc,ic} H_{nc,nc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ua} \\ u_{na} \\ i_{ic} \\ i_{nc} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & -\Lambda_{RuRu} \\ 0 & 0 \\ \beta^T_{RiRi} & 0 \\ \beta^T_{RiRn} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia} \\ i_{uc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{ua} \\ S_{na} \\ S_{ic} \\ S_{nc} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

unde :

$$H_{ua,ua},\ H_{ua,ic},\ H_{ic,ua},\ H_{ic,ic},\ S_{ua} \text{ şi } S_{ic}$$

au semnificaţiile din [3], iar :

$$H_{ua,nc} = -\Lambda_{RuRn} + \Lambda_{RuR} R^{-1} \beta^T_{RR} R_a \Lambda_{RRn} \in \mathbb{R}^{n_{Rua} \times n_{Rnc}}, \quad (12a)$$

$$H_{na,nc} = -\Lambda_{RnRn} \in \mathbb{Z}^{n_{Rna} \times n_{Rnc}}, \quad (12b)$$

$$H_{ic,nc} = -\beta^T_{RRi} G^{-1} \Lambda_{RRn} \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times n_{Rnc}}, \quad (12c)$$

$$H_{nc,ua} = \beta^T_{RuRn} - \beta^T_{RRn} G^{-1} \Lambda_{RR} G_c \beta^T_{RuR} \in \mathbb{R}^{n_{Rnc} \times n_{Rua}}, \quad (12d)$$

$$H_{nc,na} = \beta^T_{RnRn} \in \mathbb{Z}^{n_{Rnc} \times n_{Rna}}, \quad (12e)$$

$$H_{nc,ic} = -\beta^T_{RRn} G^{-1} \Lambda_{RRi} \in \mathbb{R}^{n_{Rnc} \times n_{Ric}}, \quad (12f)$$

$$H_{nc,nc} = -\beta^T_{RRn} G^{-1} \Lambda_{RRn} \in \mathbb{R}^{n_{Rnc} \times n_{Rnc}}, \quad (12g)$$

$$S_{na} = -\Lambda_{RnJ} i_J \in \mathbb{R}^{n_{Rna}}, \quad (13a)$$

$$S_{nc} = (\beta^T_{ERn} - \beta^T_{RRn} G^{-1} \Lambda_{RR} G_c \beta^T_{ER}) u_E - \beta^T_{RRn} G^{-1} \Lambda_{RJ} i_J \in \mathbb{R}^{n_{Rnc}}. \quad (13b)$$

În ecuaţiile (11) mărimile i_{ua}, u_{ia}, u_{na}, i_{na}, i_{uc}, u_{ic}, u_{nc} şi i_{nc} trebuie exprimate în funcţie de setul variabilelor independente $x = [u^T_{ua} x^T_{na} i^T_{ic} x^T_{nc}]^T$ şi în funcţie de vectorul mărimilor de excitaţie (intrare) $z_i = [u^T_E i^T_J]^T$. Pentru aceasta se folosesc relaţiile (4), (5), (6) şi ecuaţiile (2d) şi (3a).

Ecuaţiile (11) corespund unui m-port liniar $\hat{N}$, format din rezistoare liniare, surse independente de tensiune şi de curent şi surse comandate la porţile căruia sînt conectate rezistoarele neliniare (fig. 2).

Introducînd relaţiile (4), (5), (6) în ecuaţiile (11) şi ţinînd seama de ecuaţiile (2d) şi (3a), ecuaţiile (11) devin :

$$[G_{ua}(s) + \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s) \beta^T_{RuRu} - H_{ua,ua}] u_{ua} - H_{ua,ic} i_{ic} - H_{ua,nc} \alpha_{nc}(s) \cdot x_{nc} = S_{ua} - I_{ua}(s) - \Lambda_{RuRu} I_{uc}(s) + H_{ua,nc} I_{nc}(s) - \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s) \beta^T_{ERu} u_E, \quad (14a)$$

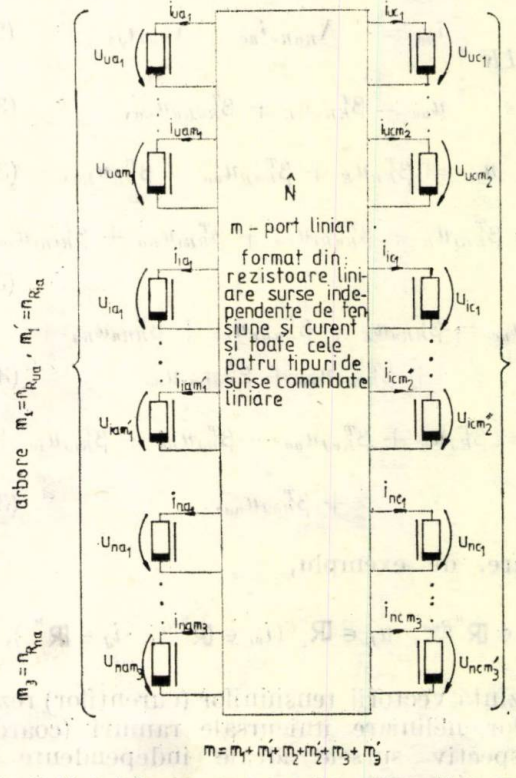


Fig. 2. Modul de conectare a rezistoarelor neliniare la cele m părţi ale m — portului liniar $\hat{N}$.

$$\alpha_{na}(s) \cdot x_{na} - H_{na,nc} \alpha_{nc}(s) \cdot x_{nc} = S_{na} - I_{na}(s) + H_{na,nc} I_{nc}(s), \quad (14b)$$

$$-H_{ic,ua} u_{ua} + [R_{ic}(s) + \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s) \Lambda_{RiRi} - H_{ic,ic}] i_{ic} + [\beta^T_{RiRi} \cdot R_{ia}(s) \Lambda_{RiRn} - H_{ic,nc}] \alpha_{nc}(s) \cdot x_{nc} = S_{ic} - E_{ic}(s) + (H_{ic,nc} - \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s) \Lambda_{RiRn}) I_{nc}(s) + \beta^T_{RiRi} E_{ia}(s) - \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s) \Lambda_{RiJ} i_J, \quad (14c)$$

$$-H_{nc,ua} u_{ua} - H_{nc,na} \gamma_{na}(s) \cdot x_{na} + [\beta^T_{RiRn} R_{ia}(s) \Lambda_{RiRi} - H_{nc,ic}] i_{ic} + [\gamma_{nc}(s) + (\beta^T_{RiRn} R_{ia}(s) \Lambda_{RiRn} - H_{nc,nc}) \alpha_{nc}(s)] x_{nc} = S_{nc} - E_{nc}(s) + H_{nc,na} E_{na}(s) + (H_{nc,nc} - \beta^T_{RiRn} R_{ia}(s) \Lambda_{RiRn}) I_{nc}(s) + \beta^T_{RiRn} E_{ia}(s) - \beta^T_{RiRn} R_{ia}(s) \Lambda_{RiJ} i_J. \quad (14d)$$

Adăugind ecuațiilor (14) ecuația (3a) și ecuația :

$$i_{ia} = -\Lambda_{RiRi} i_{ic} - \Lambda_{RiRn}\alpha_{nc}(s)\cdot x_{nc} - \\ -\Lambda_{RiRn} I_{nc}(s) - \Lambda_{RiJ} i_J, \qquad (15)$$

se obține un sistem complet de n ecuații cu n necunoscute, $n = n_{Rua} + n_{Rna} + n_{Ric} + n_{Rna}$.

Este de la sine înțeles că metoda de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare expusă în prezenta lucrare este valabilă dacă, și numai dacă, cele două grafuri G^I și G^U asociate circuitului au un ANC (o $ARNC$) care să asigure partiționarea MIE Λ, β ca în figura 1. Altfel spus, cele două grafuri trebuie să satisfacă condițiile impuse de teorema de existență a unui ANC ($ARNC$) prezentată în cele ce urmează.

Se notează :

a) $G^I_E(G^U_E)$ — graful de curent (tensiune) corespunzător circuitului alcătuit numai din : surse ideale independente de tensiune, porțile comandate ale surselor de tensiune comandate și porțile de comandă ale surselor de curent comandate, ale căror mărimi de comandă sînt curenți. Mulțimea acestor elemente de circuit le numim elemente de circuit de tipul $E+E_c+J_C$;

b) $G^I_{ERu}(G^U_{ERu})$ — graful de curent (tensiune) corespunzător circuitului format numai din elementele de circuit de tipul $E + E_c + J_C$ și rezistoare neliniare c.u. — elemente de tipul Ru ;

c) $G^I_{ERu'}(G^U_{ERu'})$ — un ANC (o $ARNC$) al grafurilor G^I_{ERu} și G^U_{ERu} ;

d) $G^I_{ERu'R}(G^U_{ERu'R})$ — graful obținut prin adăugarea laturilor corespunzătoare rezistoarelor liniare — R ;

e) $G^I_{ERu'R'}(G^U_{ERu'R'})$ — un ANC (o $ARNC$) al grafurilor $G^I_{ERu'R}$ și $G^U_{ERu'R}$;

f) similar cu b), c), d) și e) se definesc :

$G^I_{ERu'R'Ri}(G^U_{ERu'R'Ri})$, $G^I_{ERu'R'Ri'}(G^U_{ERu'R'Ri'})$, $G^I_{ERu'R'Ri'Rn}(G^U_{ERu'R'Ri'Rn})$ și $G^I_{ERu'R'Ri'Rn'}(G^U_{ERu'R'Ri'Rn'})$

Teorema 1

Grafurile de curent și de tensiune corespunzătoare unui circuit electric rezistiv neliniar (care conține rezistoare neliniare c.i., c.u. și unicursale de tipul (1)) au un ANC (o $ARNC$), care asigură partiționarea $MIE\Lambda$, β din figura 1, dacă și numai dacă sînt satisfăcute următoarele condiții :

1) G^I_E și G^U_E nu conțin bucle ;

2) pentru fiecare pereche de grafuri :

(G^I_{ERu}, G^U_{ERu}), $(G^I_{ERu'R}, G^U_{ERu'R})$, $(G^I_{ERu'R'Ri}, G^U_{ERu'R'Ri})$.

și : $(G^I_{ERu'R'Ri'Rn}, G^U_{ERu'R'Ri'Rn})$,

există două seturi complete de bucle independente (unul în G^I și altul în G^U) între care se poate stabili o corespondență biunivocă astfel încît fiecare două bucle corespondente să conțină cel puțin o latură comună de tipul elementelor de circuit corespunzător ultimului indice inferior al lui G ;

3) să nu existe nici o suprafață de secțiune independentă intersectată numai de : surse independente de curent (J), porțile comandate ale surselor de curent comandate (J_c) și porțile de comandă ale surselor de tensiune comandate în tensiune (E_C).

Teorema 1 se poate demonstra simplu prin construcție.

Notînd :

$$x^{(k)} = \begin{bmatrix} u^{(k)}_{ua} \\ x^{(k)}_{na} \\ i^{(k)}_{ic} \\ x^{(k)}_{nc} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} S_{ua} \\ S_{na} \\ S_{ic} \\ S_{nc} \end{bmatrix}, \qquad (16a)$$

$$A^{(k)} = \begin{bmatrix} [G_{ua}(s^{(k)}) + \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s^{(k)})\beta^T_{RuRu} - H_{ua,ua}] & 0 & -H_{ua,ic} & -H_{ua\,nc}\alpha_{nc}(s^{(k)}) \\ 0 & \alpha_{na}(s^{(k)}) & 0 & -H_{na,nc}\alpha_{nc}(s^{(k)}) \\ -H_{ic,ua} & 0 & [R_{ic}(s^{(k)}) + \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRi} - H_{ic,ic}] & [\beta^T_{RiRi} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRn} - H_{ic,nc}]\alpha_{nc}(s^{(k)}) \\ -H_{nc,ua} & -H_{nc,na}\gamma_{na}(s^{(k)}) & [\beta^T_{RiRn} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRi} - H_{nc\,ic}] & [\gamma_{nc}(s^{(k)}) + (\beta^T_{RiRn}\cdot R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRn} - H_{nc,nc})\alpha_{nc}(s^{(k)})] \end{bmatrix}, \qquad (16b)$$

$$B^{(k)} = y - \\ - \begin{bmatrix} I_{ua}(s^{(k)}) + \Lambda_{RuRu} I_{uc}(s^{(k)}) - H_{ua,nc} I_{nc}(s^{(k)}) + \Lambda_{RuRu}\cdot G_{uc}(s^{(k)})\beta^T_{ERu} u_E \\ I_{na}(s^{(k)}) - H_{na,nc} I_{nc}(s^{(k)}) \\ E_{ic}(s^{(k)}) + [\beta^T_{RiRi} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRn} - H_{ic,nc}]\, I_{nc}(s^{(k)}) - \beta^T_{RiRi} E_{ia}(s^{(k)}) + \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiJ} i_J \\ E_{nc}(s^{(k)}) - H_{nc,na} E_{na}(s^{(k)}) + [\beta^T_{RiRn} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiRn} - H_{nc,nc}] I_{nc}(s^{(k)}) - \beta^T_{RiRn} E_{ia}(s^{(k)}) + \beta^T_{RiRn} R_{ia}(s^{(k)})\Lambda_{RiJ} i_J \end{bmatrix}, \qquad (16c)$$

conform cu algoritmul Newton-Raphson [1,2,3], pentru cazul în care caracteristicile rezistoarelor neliniare sînt liniarizate pe porţiuni, valorile variabilelor independente la iteraţie $(k+1)$ sînt date de ecuaţia :

$$x^{(k+1)} = [A^{(k)}]^{-1}B^{(k)}, \tag{17}$$

unde $s^{(k)}$ este combinaţia de segmente pentru care sînt satisfăcute relaţiile :

$$E_{ua}^{-}(s^{(k)}) \leqslant u_{ua}^{(k)} \leqslant E_{ua}^{+}(s^{(k)}), \tag{18a}$$

$$X_{na}^{-}(s^{(k)}) \leqslant x_{na}^{(k)} \leqslant X_{na}^{+}(s^{(k)}), \tag{18b}$$

$$I_{ic}^{-}(s^{(k)}) \leqslant i_{ic}^{(k)} \leqslant I_{ic}^{+}(s^{(k)}), \tag{18c}$$

$$X_{nc}^{-}(s^{(k)}) \leqslant x_{nc}^{(k)} \leqslant X_{nc}^{+}(s^{(k)}). \tag{18d}$$

Dacă se notează :

$$W^{(k)} = y - B^{(k)}), \tag{19}$$

ecuaţia (17) devine :

$$A^{(k)}x^{(k)} + W^{(k)} = y, \tag{20a}$$

$$X^{-}(s^{(k)}) \leqslant x^{(k)} \leqslant X^{+}(s^{(k)}). \tag{20b}$$

Ecuaţiile (20) permit, pentru rezolvarea lor, utilizarea algoritmului lui Katzenelson [1].

Dacă circuitul analizat are soluţii multiple atunci pentru găsirea lor se foloseşte algoritmul combinatorial [1, 5] pentru care ecuaţiile (20) se scriu sub forma :

$$Hx = z, \tag{21}$$

unde :

$$H = -A,$$

iar :

$$z = W - y.$$

Pentru fiecare combinaţie de segmente s, se rezolvă sistemul algebric liniar (21). Evident, x reprezintă o soluţie reală a circuitului dacă şi numai dacă fiecare componentă a vectorului x este conţinută în domeniul de definiţie al combinaţiei de segmente considerate s.

2. Concluzii

Metoda hibridă de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare prezentată în lucrare completează lucrările anterioare [2, 3] cu cazul mai general în care circuitul studiat conţine şi rezistoare neliniare unicursale cu caracteristici tensiune-curent de tipul (1).

Prin selectarea adecvată a setului variabilelor independente şi în cazul circuitelor rezistive neliniare cu rezistoare neliniare unicursale se poate separa partea liniară de cea neliniară ceea ce permite calculul o singură dată, la începutul procesului de iteraţie, a acelor părţi din ecuaţiile circuitului care depind exclusiv de elementele liniare de circuit. Aceasta conduce la o simplificare a procesului de iteraţie şi implicit la o economisire a timpului de calcul.

Forma hibridă (14) a ecuaţiilor dă posibilitatea utilizării, în general, a oricărei tehnici de iteraţie cunoscută în literatură [1—5] ceea ce conferă metodei propuse un grad înalt de generalitate. Cerinţele impuse de teorema 1 nu sînt foarte restrictive deoarece aproape toate circuitele electrice rezistive întîlnite în practică le verifică.

Cum aproape toate regimurile de funcţionare a circuitelor electrice neliniare se pot analiza pe calculator cu metodele utilizate în calculul circuitelor electrice neliniare rezistive [4], prin folosirea unor scheme echivalente adecvate, specifică fiecărui tip de element de circuit, orice metodă nouă de analiză a circuitelor electrice neliniare rezistive este deosebit de utilă în practică mai ales cînd metoda propusă are un grad înalt de generalitate.

Bibliografie

[1] *Chua, L. O., Lin, P. M.* Computer analysis of electronic circuits; algorithms and computational techniques. Englewood Cliff, H.J. Prentice Hall, 1975.

[2] *Iordache, M.* A hybrid method for resistive nonlinear network analysis. Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., nr. 1, 1982, p. 27—39.

[3] *Iordache, M, Dornescu, D.* On the hybrid method for resistive nonlinear network analysis. Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Énerg., nr. 4, 1982, p. p. 399—410.

[4] *Fluieraşu, C. Iordache, M.* On the use of the tableau method for the analysis of nonlinear electric networks in transient behaviour. Rev. Roum. Sci. Techn. — Électrotechn. et Energ., nr. 4, 1981, p. 533—543.

[5] *Iordache, M., Monica, Colţeanu, Voicu, N.* Asupra metodei combinatoriale de analiză a circuitelor electrice neliniare rezistive. E.E.A. — Electrotehnica **29.** nr. 3, apr. 1981, p. 99—107.

CZ 621.314.2.001.24 :621.316.052

TRANSFORMATOR MONOFAZAT
SISTEM TRIFAZAT
CALCUL ÎN COMPLEX

Sistem trifazat obținut cu ajutorul a două transformatoare monofazate

CONSTANTIN GHIȚĂ, MIHAI IONESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Transformatoarele de număr de fază realizează transformarea sistemelor trifazate în bifazate, hexafazate, dodecafazate etc., [1—3]. Asemenea transformatoare au o construcție specială.

De un deosebit interes pentru practică este realizarea unui sistem trifazat de tensiuni, cu ajutorul a două transformatoare monofazate identice. Schema principială a unui asemenea sistem este prezentată în lucrarea [4]. În lucrarea [5] se dau unele detalii privind principiul de funcționare a schemei.

În cazul transformatoarelor trifazate, la care s-a defectat înfășurarea unei faze, funcționarea acestuia este posibilă, cu reducerea corespunzătoare a puterii, folosind cele două faze rămase. Sistemul de tensiune obținut este trifazat simetric, la funcționarea în gol a schemei. Dacă schema se încarcă în sarcină, sistemul de tensiuni și de curenți devine asimetric în amplitudine și fază, asimetriile fiind în general mici. Cu cît impedanța de scurtcircuit a unei faze a transformatorului trifazat (sau a celui monofazat) este mai mică, cu atît mai mici sînt și asimetriile. În cazul ideal al neglijării impedanței de scurtcircuit (Kapp), sistemele de tensiuni și curenți ale sistemului rămîn perfect simetrice la orice sarcină.

În această lucrare se descrie schema de realizare a unui sistem trifazat de tensiuni, cu ajutorul a două transformatoare monofazate. Se calculează tensiunile și curenții în funcție de tensiunile de alimentare ale schemei și de impedanțele de sarcină, precum și puterile aparente primare și secundare. Rezultatele obținute în lucrare se verifică experimental.

1. Schema de principiu

Un sistem de tensiuni trifazat simetric se poate obține folosind două transformatoare monofazate identice T_I și T_{II}, conectate ca în figura 1. Înfășurările primare A_1X_1 și A_2X_2 au w_1 spire, iar cele secundare a_1x_1 și a_2x_2 au w_2 spire. Cu R, S, T s-au notat cele trei faze ale sistemului trifazat de alimentare, iar cu N firul neutru al acestuia.

* Dr. ing. *Ghiță C.*, dr. ing. *Ionescu M.* — Institutul politehnic București.

Se presupun înfășurările primare ale transformatoarelor raportate la înfășurările secundare. Mărimile raportate se notează cu „prim". Se lucrează în complex, mărimile complexe fiind barate inferior.

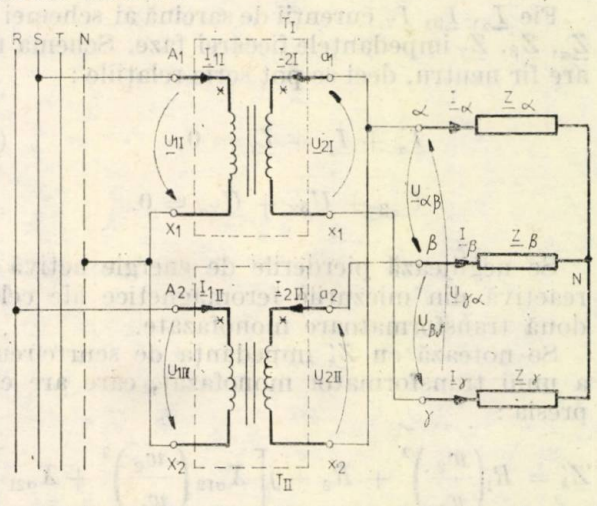


Fig. 1. Schema sistemului trifazat obținut cu ajutorul a două transformatoare monofazate.

a. Funcționarea în gol a schemei

Se alege tensiunea primară $\underline{U}'_{1I}$ a transformatorului T_1, origine de fază, pentru reprezentarea tuturor mărimilor în complex. Se notează $\underline{U}'_{1I} = U'_{1I} = U$, în care U este tensiunea de fază a rețelei de alimentare raportată la secundar, definită de relația $U = U_f w_2/w_1$, în care U_f este tensiunea de fază a rețelei.

La funcționarea în gol a schemei, tensiunile U_{2I0} și U_{2II0} la bornele secundare ale celor două transformatoare monofazate sînt, în modul, aproximativ egale cu tensiunea U adică:

$$|\underline{U}_{2I0}| = |\underline{U}_{2II0}| = U. \tag{1}$$

Ținînd seamă de conexiunile efectuate în figura 1, se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} \underline{U}_{2I0} = -\underline{U}'_{1I} = -U, \\ \underline{U}_{2II0} = -\underline{U}'_{1II} = -a^2 U \end{cases}, \tag{2}$$

în care $a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$, reprezintă pătratul operatorului de rotație rotit în sens direct cu $2\pi/3$, definit de relația $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, cu $j = \sqrt{-1}$.

Se notează cu α, β, γ bornele sistemului trifazat și cu $\underline{U}_{\alpha\beta}$, $\underline{U}_{\beta\gamma}$, $\underline{U}_{\gamma\alpha}$ tensiunile acestuia (figura 1). La funcționarea în gol se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} \underline{U}_{\alpha\beta} = \underline{U}_{2I0} = -a^2U \\ \underline{U}_{\gamma\alpha} = \underline{U}_{2I0} = -U \\ \underline{U}_{\beta\gamma} = -\underline{U}_{\alpha\beta} - \underline{U}_{\gamma\alpha} = -aU. \end{cases} \tag{3}$$

Tensiunile $\underline{U}_{\alpha\beta}$, $\underline{U}_{\beta\gamma}$, $\underline{U}_{\gamma\alpha}$ din relațiile (3) formează un sistem trifazat perfect simetric.

b. Funcționarea în sarcină a schemei

Fie $\underline{I}_\alpha$, $\underline{I}_\beta$, $\underline{I}_\gamma$ curenții de sarcină ai schemei și $\underline{Z}_\alpha$, $\underline{Z}_\beta$, $\underline{Z}_\gamma$ impedanțele fiecărei faze. Schema nu are fir neutru, deci se pot scrie relațiile :

$$\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma = 0, \tag{4}$$

$$\underline{U}_{\alpha\beta} + \underline{U}_{\beta\gamma} + \underline{U}_{\gamma\alpha} = 0.$$

Se neglijează pierderile de energie activă și reactivă din miezurile feromagnetice ale celor două transformatoare monofazate.

Se notează cu $\underline{Z}'_k$ impedanța de scurtcircuit a unui transformator monofazat, care are expresia :

$$\underline{Z}'_k = R_1\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 + R_2 + j\left[X_{\sigma 12}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 + X_{\sigma 21}\right], \tag{5}$$

în care R_1 și R_2 reprezintă rezistențele înfășurărilor primară și secundară a unui transformator monofazat, iar $X_{\sigma 12}$ și $X_{\sigma 21}$ reactanțele lor de dispersie.

Ecuațiile de tensiuni ale sarcinii sînt următoarele :

$$\begin{cases} \underline{U}_{\alpha\beta} = \underline{Z}_\alpha \underline{I}_\alpha - \underline{Z}_\beta \underline{I}_\beta = -\underline{U}'_{1II} + \underline{Z}'_k \underline{I}_\beta, \\ \underline{U}_{\gamma\alpha} = \underline{Z}_\gamma \underline{I}_\gamma - \underline{Z}_\alpha \underline{I}_\alpha = -\underline{U}'_{1I} - \underline{Z}'_k \underline{I}_\gamma, \\ \underline{U}_{\beta\gamma} = \underline{Z}_\beta \underline{I}_\beta - \underline{Z}_\gamma \underline{I}_\gamma = \underline{U}'_{1I} + \underline{U}'_{1II} + \underline{Z}'_k(\underline{I}_\gamma - \underline{I}_\beta). \end{cases} \tag{6}$$

Rezolvînd sistemul (6) se deduc expresiile curenților $\underline{I}_\alpha$, $\underline{I}_\beta$, $\underline{I}_\gamma$ și tensiunilor $\underline{U}_{\alpha\beta}$, $\underline{U}_{\gamma\alpha}$, $\underline{U}_{\beta\gamma}$. Aceste expresii sînt următoarele :

$$\begin{cases} \underline{I}_\beta = \dfrac{1}{\underline{\Delta}}[\underline{Z}_\alpha \underline{U}'_{1I} + \underline{U}'_{1II}(\underline{Z}_\alpha + \underline{Z}_\gamma + \underline{Z}'_k)], \\ \underline{I}_\gamma = -\dfrac{1}{\underline{\Delta}}[(\underline{Z}_\alpha + \underline{Z}_\beta + \underline{Z}'_k)\underline{U}'_{1I} + \underline{Z}_\alpha \underline{U}'_{1II}], \\ \underline{I}_\alpha = -\underline{I}_\beta - \underline{I}_\gamma. \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} \underline{U}_{\gamma\alpha} = \dfrac{1}{\underline{\Delta}}[\underline{Z}_\alpha \underline{Z}'_k \underline{U}'_{1II} - \underline{\Delta}_1 \underline{U}'_{1I} - \underline{U}'_{1I}\underline{Z}'_k(\underline{Z}_\alpha + \underline{Z}_\gamma)], \\ \underline{U}_{\alpha\beta} = \dfrac{1}{\underline{\Delta}}[\underline{Z}_\alpha \underline{Z}'_k \underline{U}'_{1I} - \underline{\Delta}_1 \underline{U}'_{1II} - \underline{U}'_{1II}\underline{Z}'_k(\underline{Z}_\alpha + \underline{Z}_\beta)], \\ \underline{U}_{\beta\gamma} = -\underline{U}_{\gamma\alpha} - \underline{U}_{\alpha\beta}. \end{cases} \tag{8}$$

În expresiile (7) și (8) mărimile $\underline{\Delta}$ și $\underline{\Delta}_1$ au forma :

$$\begin{cases} \underline{\Delta}_1 = \underline{Z}_\alpha \underline{Z}_\beta + \underline{Z}_\beta \underline{Z}_\gamma + \underline{Z}_\gamma \underline{Z}_\alpha, \\ \underline{\Delta} = \underline{\Delta}_1 + \underline{Z}'_k(2\underline{Z}_\alpha + \underline{Z}_\beta + \underline{Z}_\gamma + \underline{Z}'_k). \end{cases} \tag{9}$$

2. Funcționarea în sarcină simetrică

Expresiile (7) și (8) sînt valabile în cazul general. Pentru practică interesează cazul particular al unui sistem trifazat simetric de tensiuni, aplicat în primar, și al unui sarcini simetrice. În acest caz se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} \underline{U}'_{1I} = U\,;\ \underline{U}'_{1II} = a^2U, \\ \underline{Z}_\alpha = \underline{Z}_\beta = \underline{Z}_\gamma = \underline{Z}. \end{cases} \tag{10}$$

Expresiile (7) și (8) ale curenților și tensiunilor devin :

$$\begin{cases} \underline{I}_\alpha = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}(1 - a^2)(\underline{Z} + \underline{Z}'_k), \\ \underline{I}_\beta = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}[(1 + 2a)(\underline{Z} + \underline{Z}'_k) - (1 + a^2)\underline{Z}'_k], \\ \underline{I}_\gamma = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}[-(2 + a^2)(\underline{Z} + \underline{Z}'_k) + (1 + a^2)\underline{Z}'_k]. \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} \underline{U}_{\alpha\beta} = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}[-3a^2\underline{Z}^2 + \underline{Z}\underline{Z}'_k(1 - 2a^2)], \\ \underline{U}_{\beta\gamma} = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}[-3a\underline{Z}^2 + \underline{Z}\underline{Z}'_k(-a)], \\ \underline{U}_{\gamma\alpha} = \dfrac{U}{\underline{\Delta}}[-3\underline{Z}^2 + \underline{Z}\underline{Z}'_k(a^2 - 2)], \end{cases} \tag{12}$$

în care $\underline{\Delta} = 3\underline{Z}^2 + \underline{Z}'_k(4\underline{Z} + \underline{Z}'_k)$.

Examinînd expresiile (11) și (12) se constată că sistemele de curenți și tensiuni de sarcină sînt compuse fiecare din două sisteme ; unul simetric (primii termeni din expresiile respective) și altul asimetric. Sistemele asimetrice de curenți și tensiuni dispar dacă impedanța de scurtcircuit $\underline{Z}'_k$ este nulă. Se constată că asimetriile sînt cu atît mai mici cu cît $\underline{Z}'_k$ este mai mică.

Puterile aparente complexe, primară $\underline{S}_1$ și secundară $\underline{S}_2$, precum și randamentul se calculează cu relațiile generale prezentate în lucrările [6] și [7]. În circuitul secundar nu există componentă homopolară, deci în circuitul primar, in ipotezele făcute, vor circula curenții :

$$\begin{cases} \underline{I}'_{1I} = -\underline{I}_{2I} = -\underline{I}_\gamma, \\ \underline{I}'_{1II} = -\underline{I}_{2II} = \underline{I}_\beta. \end{cases} \tag{13}$$

Puterile aparente complexe $\underline{S}_1$ și $\underline{S}_2$ au expresiile :

$$\begin{cases} \underline{S}_1 = \underline{U}'_{1I}\underline{I}'^{*}_{1I} + \underline{U}'_{1II}\underline{I}'^{*}_{1II} = -U\underline{I}^{*}_{\gamma} + a^2 U\underline{I}^{*}_{\beta}, \\ \underline{S}_2 = \underline{U}_{2I}\underline{I}^{*}_{2I} + \underline{U}_{2II}\underline{I}^{*}_{2II} = \underline{U}_{\gamma\alpha}\underline{I}^{*}_{\gamma} - \underline{U}_{\alpha\beta}\underline{I}^{*}_{\beta}, \end{cases} \quad (14)$$

în care asterixul se referă la operația de conjugare a unui număr complex.

Randamentul se poate calcula cu expresia :

$$\eta = \frac{Re\{\underline{S}_2\}}{Re\{\underline{S}_1\}}, \quad (15)$$

în care operatorul „*Re*" se referă la partea reală a cantității complexe dintre acolade. Folosind relațiile (11) și (12) puterile $\underline{S}_1$ și $\underline{S}_2$ se pot exprima în funcție de impedanțe astfel :

$$\begin{cases} \underline{S}_1 = \dfrac{U^2}{\underline{\Delta}^*}(3\underline{Z}^* + 2\underline{Z}'^*_k), \\ \underline{S}_2 = \dfrac{U^2\underline{Z}}{\underline{\Delta}\underline{\Delta}^*}(9\underline{Z}\underline{Z}^* + 6\underline{Z}\underline{Z}'^*_k + 4\underline{Z}'_k\underline{Z}'^*_k + 6\underline{Z}^*\underline{Z}'_k). \end{cases} \quad (14')$$

3. Transformator trifazat cu o fază defectă

În cazul în care un transformator trifazat cu trei coloane are o fază întreruptă sau scurtcircuitată, acesta se poate folosi pentru alimentarea sarcinii cu un sistem de tensiuni aproximativ simetric.

Fie un transformator trifazat având înfășurările primare *AX BY*, *CZ* și secundare *ax*, *by*, *cz* care are defectă înfășurarea *AX* și (sau) înfășurarea *ax*. Realizînd schema din figura 2 se obține un sistem trifazat, folosind numai două faze ale transformatorului trifazat.

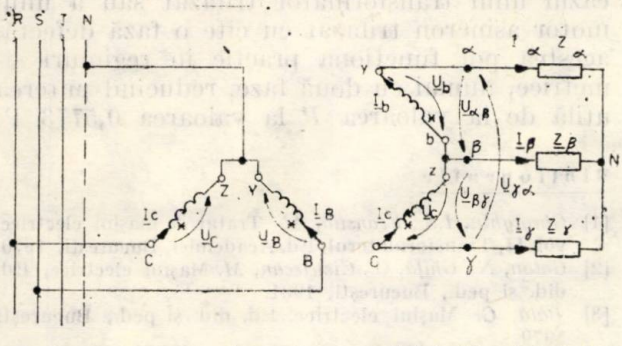


Fig. 2. Transformator trifazat cu o fază defectă, asigurînd un sistem trifazat simetric.

Dacă se neglijează impedanța $\underline{Z}'_k$ și se consideră sarcina rezistivă simetrică, relațiile (14) devin :

$$\underline{S}_1 = \underline{S}_2 = -U\sqrt{3}\underline{I}^{*}_{\beta}j. \quad (16)$$

Considerînd modulul relației (16) și ținînd seama că tensiunea U și curentul $\underline{I}_\beta$ corespund mărimilor de fază ale transformatorului trifazat (a cărei putere niminală în regim trifazat simetric este P), putem scrie relațiile :

$$S_1 = S_2 = UI_\beta\sqrt{3} = (3UI_\beta)\cdot\frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{P}{\sqrt{3}} = 0{,}5773\,P. \quad (17)$$

Așadar, transformatorul trifazat cu o fază defectă poate fi folosit ca sursă trifazată, debitînd pe sarcină numai 57,73% din puterea pe care ar debita-o în regimul trifazat simetric, la aceleași solicitări electromagnetice (și nu 66,6% cum ar părea la prima vedere).

În legătură cu schema din figura 1 pe baza relațiilor (17) se poate deduce următoarea concluzie ; dacă se dispune de două transformatoare monofazate a căror putere nominală totală (dublul puterii unui singur transformator) este P_t, la solicitări electromagnetice nominale, schema din figura 1 debitează consumatorului o putere P_{t1} dată de relația :

$$P_{t1} = \frac{\sqrt{3}}{2}P_t = 0{,}866\,P_t, \quad (18)$$

adică numai 86,6% din puterea pe care ar debita-o cele două transformatoare la aceleași solicitări electromagnetice, dacă ar funcționa separat în rețele monofazate.

Pentru a asigura în secundarul schemei din figura 1 curenții nominali, trebuie ca, la regimul nominal, impedanța de sarcină pe fază să fie de $\sqrt{3}$ ori mai mică decît impedanța care ar asigura curenții nominali, cînd cele două transformatoare ar funcționa separat, în rețele monofazate.

4. Verificări experimentale

Verificările experimentale ale rezultatelor obținute în această lucrare au fost efectuate pe două transformatoare monofazate identice, conectate ca în figura 1, fiecare transformator fiind caracterizat de următoarele date : $P = 1\,000$ VA, $U_1 = 220$ V, $U_2 = 120$ V, $\underline{Z}'_k = (0{,}476 + 1{,}2\,j)\Omega$. Se consideră funcționarea schemei în sarcină simetrică rezistivă. Rezistența nominală pe fază este $R = \dfrac{U_2}{I_2}\dfrac{1}{\sqrt{3}} = 8{,}314\,\Omega$. S-au considerat, deci $\underline{Z}_\alpha = \underline{Z}_\beta = \underline{Z}_\gamma = 8{,}314\,\Omega$.

Cu ajutorul relațiilor (11) și (12) s-au calculat curenții și tensiunile de sarcină, rezultînd valorile : $\underline{I}_\alpha = 7{,}2588 + 3{,}7452\,j = 8{,}168\,e^{j\,27°17'}$ A ; $\underline{I}_\beta = -1{,}0714 - 8{,}133\,j = 8{,}204\,e^{j\,262°30'}$ A ; $\underline{I}_\gamma = -6{,}1873 + 4{,}3881\,j = 7{,}5854\,e^{j\,144°39'}$ A ; $\underline{U}_{\alpha\beta} = 69{,}257 + 98{,}758\,j = 120{,}62\,e^{j\,54°57'}$ V ; $\underline{U}_{\beta\gamma} = 42{,}531 - 104{,}1\,j = 112{,}45\,e^{j\,292°13'}$ V ; $\underline{U}_{\gamma\alpha} = -111{,}79 + 5{,}34\,j = 111{,}91\,e^{j\,177°15'}$ V.

În figurile 3 și 4 se reprezintă, în planul complex, diagramele de fazori ale valorilor calculate ale curenților, respectiv tensiunilor de sarcină.

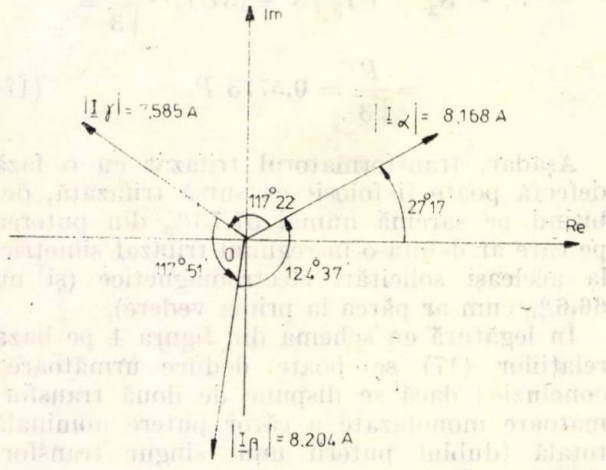


Fig. 3. Diagrama de fazori a curenților.

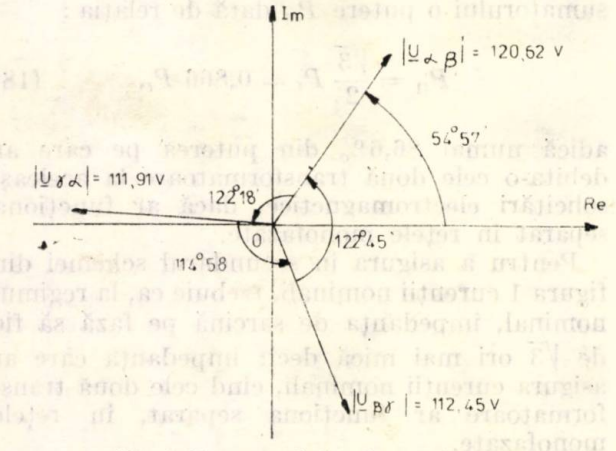


Fig. 4. Diagrama de fazori a tensiunilor.

S-au măsurat experimental curenții și tensiunile de sarcină. În tabelul 1 se prezintă valorile măsurate, valorile calculate (în modul) și erorile constatate. Pentru măsurători s-au folosit aparate de clasă de precizie 0,5. Puterile aparente și randamentul au valorile $\underline{S}_1 = 1\,652 + j\,149{,}7$ VA; $\underline{S}_2 = 1\,592{,}6$ VA; $\eta = 0{,}964$.

S-au mai efectuat calcule pentru un transformator trifazat conectat ca în figura 2 fabricat la întreprinderea „Electroputere" din Craiova, avînd datele: $P = 250$ kVA (în regim trifazat simetric); $U_1 = 20$ kV; $U_2 = 0{,}4$ kV; $\underline{Z}'_k = 0{,}01125 + 0{,}0367\,j\ \Omega$; grupa de conexiune Y$y$12. S-a considerat sarcina trifazată simetrică, rezistivă nominală de valoare 0,37 Ω, pe fiecare fază și au rezultate valorile: $\underline{I}_\alpha = 356{,}62\ e^{j28°7'}$ A; $\underline{I}_\beta = 359{,}9\ e^{j264°52'}$ A; $\underline{I}_\gamma = 340{,}5\ e^{j146°2'}$ A; $\underline{U}_{\alpha\beta} = 233{,}27\ e^{j56°38'}$ V; $\underline{U}_{\beta\gamma} = 223{,}16\ e^{j294°30'}$ V; $\underline{U}_{\gamma\alpha} = 220{,}8\ e^{j177°52'}$ V; $\underline{S}_1 = 140\,646 + 9\,006\,j$ VA; $\underline{S}_2 = 137\,886$ VA; $\eta = 0{,}9803$.

Tabelul 1

Mărimea	I_α, A	I_β, A	I_γ, A	$U_{\alpha\beta}$, V	$U_{\beta\gamma}$, V	$U_{\gamma\alpha}$, V
Valori calculate	8,168	8,204	7,5854	120,62	112,45	111,91
Valori măsurate	8,12	8,03	7,56	119,5	109,3	111,5
Eroarea [%]	0,59	2,16	0,33	0,94	2,88	0,368

Abaterea modulelor curenților de la un sistem simetric este de maxim 5,4 % și a modulelor tensiunilor de maxim 5,35%. Fazele se abat de la sisteme simetrice cu maxim 2,71 % pentru curenți și cu maxim 2,73 % pentru tensiuni.

Se poate considera că la regimul nominal schema asigură practic un sistem simetric de tensiuni și curenți.

5. Concluzii

Cu ajutorul a două transformatoare monofazate se poate obține un sistem practic simetric de tensiuni și curenți la sarcină nominală.

Schema nu utilizează integral puterea celor două transformatoare monofazate ci numai în proporție de 86,6 %, la aceleași solicitări electromagnetice.

Avantajul schemei constă în aceea că în cazul unui transformator trifazat sau a unui motor asincron trifazat cu cîte o fază defectă, acestea pot funcționa practic în regimuri simetrice, numai cu două faze, reducînd puterea utilă de la valoarea P la valoarea 0,5773 P.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. II, Transformatorul, Ed. Academiei, București, 1970.
[2] *Galan, N., Ghiță, C., Cistelecan, M.* Mașini electrice, Ed. did. și ped., București, 1981.
[3] *Bălă, C.* Mașini electrice, Ed. did. și ped., București 1979.
[4] *Petrov, G. N.,* Elektriceskie mașini, Vol. I, cap. 2.9, Gosenergoizdat 1956, Moscova-Leningrad.
[5] *Ionescu, M.* Mașini electrice, vol. I, cap. 3.5.6, Litografia Inst. pol. București, 1981.
[6] *Timotin, A.* etc. Lecții de bazele electrotehnicii, Ed. did. și ped., București, 1972.
[7] *Ghiță, C.* Transformatorul electric trifazat funcționînd în sarcină dezechilibrată. E.E.A. — Electrotehnica, 29, nr. 4., mai 1981.

RECENZIE

Andrei Nicolaide: **Bazele fizice ale electrotehnicii, vol. 1.**

Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1983, 631 pagini

Lucrarea prevede două volume. Volumul întîi, care a apărut, conține Teoria generală a cîmpului electromagnetic (inclusiv legile generale), Electrostatica, Metode de rezolvare a cîmpurilor potențiale. Volumul al doilea se prevede să cuprindă : Electrocinetica, Electrodinamica, Magnetostatica.

Volumul întîi cuprinde 23 capitole grupate în trei părți, avînd, de asemenea, 7 anexe. La început se dă o listă cu notațiile utilizate, unde se indică și pagina la care apare notația respectivă, ceea ce ușurează citirea sau recitirea capitolelor.

În introducere se expune obiectul lucrării și un scurt istoric foarte documentat, unde se descriu etapele succesive mai importante în dezvoltarea electrotehnicii pe plan mondial și în țara noastră.

Volumul are trei părți. În partea întîi se tratează teoria generală a cîmpului electromagnetic. Se expun generalități referitoare la teoria cîmpului electromagnetic și structura substanței, introducerea mărimilor de stare a cîmpului electromagnetic, legile teoriei cîmpului electromagnetic, energia și forțele în cîmpul electromagnetic.

S-a avut aici în vedere faptul că studiul fenomenelor electromagnetice la scară macroscopică prezintă cea mai mare importanță pentru aplicațiile tehnice. Totuși, în numeroase cazuri este necesar să se cunoască diferite fenomene la scară microscopică. S-a ținut seama, de asemenea, că modelul fizic este de multe ori relativ mai simplu în studiul microscopic. De aceea s-a utilizat următorul mod de prezentare : diferite fenomene au fost studiate la scară microscopică și apoi, prin calculul valorilor medii s-a trecut la mărimi și fenomene la scară macroscopică.

S-a utilizat teoria relativității, nu după stabilirea ecuațiilor cîmpului electromagnetic, ecuațiile lui Maxwell, ci înainte, deoarece teoria relativității restrînse a lui Einstein permite să se obțină ecuațiile teoriei cîmpului electromagnetic plecînd numai de la formula lui Coulomb.

O deducere simplă a teoriei relativității restrînse este dată în anexe. Este util de adăugat că textul a fost astfel redactat, încît cine nu dorește să aprofundeze explicațiile bazate pe teoria relativității să le poată omite, totuși, în acest caz numărul de ecuații generale de bază este mai mare.

Este util de subliniat că autorul arată în anexe că ecuații de aceeași formă cu ecuațiile lui Maxwell se pot obține nu numai pentru cazul forțelor de tipul dat de formula lui Coulomb, ci pentru orice cîmp de forțe cu simetrie centrală.

Este o parte deosebit de interesantă a lucrării care se bazează pe articole publicate de autor în reviste din țară și din străinătate (în revista Archiv für Elektrotechnik, de exemplu).

Tot aici se prezintă și un studiu referitor la forțele în cîmpul electromagnetic care conține și o contribuție a autorului referitoare la mediul neliniar, ceea ce este util în aplicațiile practice.

În partea a doua se studiază electrostatica. Se examinează succesiv : mărimi și relații fundamentale în electrostatică, cîmpul electrostatic în vid, dielectrici și conductoare, energia cîmpului electrostatic, condensatoare electrice, forțe generalizate în cîmpul electrostatic.

Se face o analiză amănunțită și accesibilă a fenomenelor importante și se remarcă anumite precizări la demonstrații, cum este cazul pentru relațiile dintre sarcinile electrice și potențialele unui sistem de conductoare de specia întîi.

Se fac referiri interesante cu privire la piezoelectricitate, piroelectricitate, triboelectricitate.

În partea a treia se examinează metode de rezolvare a cîmpurilor potențiale.

Se tratează mai întîi metoda elementară (directă). Aici se dau cazuri importante, inclusiv acelea ale configurațiilor în formă de elipsoid, conținînd calcule detaliate.

În continuare se expune metoda funcțiilor potențiale și de flux, metoda imaginilor, metoda funcțiilor conjugate, metoda transformărilor conforme.

Se remarcă tratarea deosebit de clară și cuprinzătoare referitoare la metoda transformărilor conforme unde se expun probleme tipice și cu importanță practică. Trebuie menționată și contribuția autorului referitoare la o metodă numerică de determinare a constantelor unei relații de transformare a unui contur poligonal utilizînd minimizarea prin metoda optimizării neliniare. Problemele din acest capitol au fost dezvoltate de autor în articole publicate în „Revue Roumaine des Sciences Techniques" Série Électrotechnique et Energétique și „Archiv für Elektrotechnik", „Proceedings of the I.E.E."

Se expun apoi : metoda grafică, metoda funcțiilor lui Green, metoda separării variabilelor.

Apoi se tratează detaliat metoda diferențelor finite. Se face o expunere clară a metodei și se dă un program de calcul complet, foarte util în practică, deoarece permite realizarea automată a rețelei. Se prezintă și un exemplu de aplicare cu listing reprodus.

Apoi se expune metoda elementelor finite. Se face o tratare foarte accesibilă și în plus

față de conținutul unor lucrări consacrate acestui subiect, se prezintă deducerea ecuațiilor pentru elemente finite, utilizînd formele integrale ale legilor teoriei cîmpului electromagnetic ceea ce reprezintă o contribuție interesantă a autorului.

Se tratează, de asemenea, metoda generalizată a imaginilor denumită și metoda sarcinilor fictive.

Se dă un program de calcul complet, aplicat pentru un caz concret, tratat și în cazul metodei diferențelor finite, pentru a putea face o comparație.

În încheiere se arată posibilitatea de extindere a metodei, prezentată de autor într-un articol publicat în „I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems".

Analiza cîmpurilor electromagnetice prin metode numerice a făcut obiectul mai multor studii ale autorului, pentru care, în anul 1980, i s-a decernat premiul Academiei R.S. România.

Anexele sînt de asemenea utile, reflectînd un volum mare de muncă a autorului : Calculul vectorial, Expresiile operatorilor diferențiali în coordonate curbilinii, Teoria relativității restrînse, Sisteme de unități de măsură, Programe de calcul.

Un index alfabetic detaliat permite găsirea subiectelor căutate.

Bibliografia este amplă și conține lucrările clasice și moderne referitoare la subiectele studiate. În final se face un scurt rezumat în limba engleză.

Prezentarea grafică a cărții este îngrijită și sugestivă.

Lucrarea reprezintă o expunere detaliată și ușor accesibilă a bazelor fizice ale electrotehnicii și a aplicațiilor practice, reprezentînd o strînsă legătură între teorie și practică. Lucrarea cuprinde realizările recente pe plan mondial și în țara noastră, inclusiv contribuțiile autorului.

Considerăm că este o lucrare deosebit de interesantă prin structură și mod de tratare, foarte utilă pentru inginerii și studenții din specialitatea electrotehnică și tuturor celor care se interesează de teoria și calculul cîmpului electromagnetic.

Cartea a fost prezentată la expoziția de cărți de la cel de-al 2-lea Simpozion Internațional de Electrotehnică Teoretică din 5 —9 sept 1983 de la Ilmenau, unde a fost apreciată favorabil de participanți.

dr. ing. **Florin-Teodor Tănăsescu**

CRONICĂ

Microelectronica la Tîrgurile de la Leipzig 1983

Încă de cîţiva ani în urmă, în R.D.G. s-a împămîntenit tradiţia de a se stabili profilul Tîrgurilor de la Leipzig în conformitate cu cerinţele progresului tehnic şi ale comerţului pe plan mondial. Astfel, fiecare ediţie a Tîrgurilor din acest oraş cuprinde în programul său cele mai noi cuceriri ale ştiinţei şi tehnicii, creîndu-se pentru toţi participanţii condiţii adecvate de activitate rodnică.

Microelectronica a pătruns, în prezent, în toate domeniile de activitate, producînd o cotitură în tehnica de producţie, cu rezultate deosebite în economie şi viaţa socială.

Microprocesoarele, dispozitivele microelectronice de memorare, ca şi calculatoarele microelectronice contribuie astăzi cu precizie şi rapid la rezolvarea tuturor problemelor tehnice în : conducerea proceselor de producţie, economia de energie electrică, economia de materii prime şi materiale, la creşterea productivităţii muncii. Aplicarea pe scară largă a acestor posibilităţi este o cerinţă a raţionalizării economice. Ca rezultat superior al muncii creatoare a omului microelectronica trebuie să găsească o aplicabilitate şi mai largă în toate domeniile de activitate în interesul progresului uman şi al păcii.

În industria Republicii Democrate Germane producerea şi utilizarea elementelor microelectronicii a adus o serie de rezultate spectaculoase. S-a creat astfel o nouă ramură industrială planificată, ale căror realizări constructive şi de producţie au atras atenţia pe plan internaţional. Prin aplicarea soluţiilor microelectronicii în R.D.G. a crescut simţitor productivitatea muncii în ramurile construcţiilor de maşini, ale electrotehnicii şi electronicii, obţinîndu-se o creştere a ponderii produselor realizate în R.D.G. pe principalele pieţe exportatoare.

Cei mai importanţi producători de elemente microelectronice din celelalte ţări socialiste, din Europa de Vest şi de peste ocean au fost prezenţi la Tîrgurile din Leipzig din 1983, în cele mai de seamă sectoare ale expoziţiei, cu multe soluţii interesante privind aplicarea microelectronicii. Din informaţii şi discuţii s-a constatat, totuşi, că mulţi utilizatori nu au o viziune clară asupra posibilităţilor multiple de rezolvare cu ajutorul microelectronicii a diferitor probleme tehnice. De aceea conducerea Tîrgului de la Leipzig, de acord cu expozanţii din R.D.G. şi din celelalte ţări au hotărît să organizeze în anul 1983 Tîrgurile de la Leipzig pe tema „Aplicarea microelectronicii".

Astfel, sub tema centrală „Eficienţă programată prin aplicarea microelectronicii", la ambele ediţii din 1983 ale acestui tîrg nivelul atins de microelectronică a constituit problema principală a exponatelor, manifestărilor tehnico-ştiinţifice şi discuţiilor de specialitate, neomiţîndu-se însă acele sectoare expoziţionale care nu au tangenţă cu microelectronica, întrucît Tîrgul de la Leipzig, ca o manifestare multilaterală din punct de vedere tehnic şi internaţional, răspunde problemelor enumerate mai sus.

Maşinile şi instalaţiile pentru construcţiile de maşini, energetică, procesele de producţie din agricultură cu comandă microelectronică şi alte sectoare au dominat Tîrgul de primăvară de la Leipzig.

Le ediţia de toamnă a Tîrgului din Leipzig 1983 interesul publicului şi specialiştilor străini a fost captat de soluţiile de aplicare a microelectronicii în construcţiile de maşini textile, poligrafie, la aparatele şi instalaţiile pentru chimie, ca şi în tehnica medicală şi a bunurilor de consum. Propunerile specialiştilor din R.D.G. şi străini, şi consultaţiile cu expozanţii au asigurat vizitatorului-specialist din fiecare domeniu al expoziţiei o bună edificare asupra nivelului de dezvoltare şi a rezultatelor obţinute pe plan mondial în domeniul utilizării microelectronicii şi al rezolvării cu aceasta a unor probleme speciale de producţie.

Eficienţă programată prin microelectronică la firma ILKA

Domeniul industriei tehnicii frigului şi al condiţionării aerului a fost reprezentat la Tîrgul de la Leipzig 1983 prin produse ca :

— pompe mari de căldură pentru construcţii industriale şi sociale ;
— pompe mici de căldură pentru clădiri de locuit ;
— camere pentru simulare de ambianţă ;
— antrepozite frigorifice complete ;
— instalaţii de desprăfuire ;
— ventilatoare.

La toate produsele pe primul plan se situează economia de energie, de exemplu la cuplajul frig-cald, şi utilizarea căldurii pierdute.

Produse folosind microelectronica cum sînt : a patra generaţie de camere de încercări, mai ales cu TBV 8000/IV ; seria de staţii de refrigerare a aerului cu şurub ; seria de dulapuri de condiţionare a aerului şi altele, evidenţiază nivelul tehnico-ştiinţific ridicat al tehnicii frigului şi prelucrării aerului din R.D.G.

Dulap pentru condiţionarea aerului

Exigenţele sporite ale industriei şi economiei în raport cu crearea de ateliere climatice au determinat întreprinderea VEB MAB Schkeuditz să execute o nouă generaţie de dulapuri de condiţionare a aerului, tip KS1.82 şi KS5.82, pe baza experienţei acumulate în fabricaţia de climatizoare de tip dulap.

Noua generaţie de dulapuri ILKA se fabrică în mici serii care se disting printr-o funcţionare economică din punct de vedere energetic. Din această generaţie face parte seria de aparate tropicalizate, echipate cu condensatoare de refrigerare a aerului.

Dispozitivele de reglaj şi de control moderne, pe baza microelectronicii, creează condiţii pentru soluţionarea economiei de energie şi de materiale.

Noile instalaţii se evidenţiază printr-un efect superior de funcţionare pentru utilizator. În acelaşi timp economia de energie, de exemplu, se ridică la 20 procente.

Principalele domnii de aplicare a noii serii de dulapuri de condiţionare a aerului sînt :

— climatizarea tehnologiilor de fabricaţie, de exemplu, în industria microelectronică, mecanică etc.;

— laboratoare, centre de prelucrare electronică a datelor, camere de încercări şi staţii de comandă, magazine;

— condiţionarea aerului ambiant pentru confort;

— condiţionarea aerului în domeniul sănătăţii publice.

Echipamentele de comandă şi de reglare microelectronice pe baza instalaţiei „Ursamat 4000", asigură o mare fiabilitate şi economie de energie.

Ventilatoare centrifuge pentru tehnica condiţionării aerului

Ventilatoarele centrifuge model aerodinamic 911 sînt echipate cu roţi mobile cu tambur (paletele roţilor mobile sînt recurbate în afară), iar ventilatoarele centrifuge model aerodinamic 712 sînt dotate cu roţi mobile de mare randament (paletele roţilor mobile sînt curbate în sens invers mersului).

Ventilatorul centrifug VRD 250/712 este o noutate a întreprinderii VEB Lufttechnik Gotha. El completează seria 911 pentru diferite sectoare de utilizare, avînd dimensiuni exterioare egale.

Cele două tipuri de ventilatoare se disting prin :

— construcţie compactă;
— regim economic;
— putere sonoră considerabil de mică;
— interschimbabilitate de serie.

Principalele domnii de utilizare sînt : clădirile de locuit, construcţiile sociale, ca şi toate sectoarele industriale.

Ventilatoarele ILKA sînt utilizate la completarea sectoarelor de condiţionare a aerului, ele sînt folosite cu succes în spitale.

Lagărele de reglare necesitînd minimum de întreţinere sînt montate într-un burduf de cauciuc elastic, aflat la baza lagărului, pentru izolarea contra vibraţiilor şi pentru conducţia sunetului prin carcasă.

Aceste ventilatoare sînt destinate transportului aerului, gazului mecanic pur, neagresiv şi neexploziv, la o temperatură cuprinsă între — 20°C şi + 50°C.

Parametrii tehnici şi economici permit încadrarea acestor ventilatoare în rîndul produselor internaţionale renumite din gama lor de putere.

G.A.

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*" *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul : Intreprinderea poligrafică *INFORMAŢIA*", Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 1838

1984 JUN 1 3

2040/1

Energia

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 32 • NR 3 • APRILIE 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 3 aprilie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 531.787.9

MANOMETRE CU TRADUCTOR HALL

Heler, A.: **Posibilitatea realizării unor manometre cu tub elastic Bourdon și traductor Hall indigen.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 81

Se prezintă posibilitatea realizării unor manometre cu traductor Hall de deplasare liniară și tub elastic Bourdon simplu curbat în formă de *S*, spiral (melcat) sau elicoidal. Sînt date unele rezultate experimentale obținute.

CZ 621.314.2

CONVERTOARE STATICE
INTEGRARE NUMERICĂ

Hauler, E., Makszem-Dumbrăveanu, I.: **Sistemul convertor static c.a.—c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie. Partea I. Stabilirea sistemelor de ecuații și integrarea numerică a acestora.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 87

În lucrare se deduc și se rezolvă, prin integrare numerică, sistemele de ecuații diferențiale ce caracterizează funcționarea în regim staționar a sistemului convertor static c.a.—c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie. Se iau în considerație impedanța finită, variabilă a rețelei de alimentare, comutația, inductivitatea finită în circuitul de curent continuu, rezistențele ventilelor semiconductoare, iar din punctul de vedere al mașinii electrice, tensiunea electromotoare indusă, viteza unghiulară și cuplul ca fiind mărimi variabile în timp. De asemenea, la rezolvarea ecuațiilor, pornind de la puterea la arborele mașinii și unghiul de comandă al convertorului date, se ține seama de saturația și curba randamentului mașinii de c.c.

CZ 621.317.7.084

MATERIALE STRATIFICATE
TEHNOLOGIE FABRICAȚIE

Nicola, Gr.: **Copolimeri melaminofenoloformaldehidici pentru materiale stratificate.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 95

Se prezintă studiile efectuate de autor pentru obținerea de copolimeri melaminofenoloformaldehidici necesari pentru fabricarea de materiale stratificate, prafuri de presare și amestecuri de presare destinate prelucrării diferitelor piese electrotehnice și electronice. Este descrisă tehnologia generală de fabricare a copolimerilor, arătîndu-se influența raportului dintre cei doi componenți asupra proprietăților finale ale produselor.

CZ 621.317.75

OSCILOMOTOR LINIAR
MODELARE ANALITICĂ
VARIABILĂ DE STARE

Darie, S. ș.a.: **Modelarea unui oscilomotor cu mișcare de translație, prin intermediul unui procedeu numeric de liniarizare temporală.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 102

Lucrarea reprezintă o primă etapă, care urmărește un studiu sistemic al oscilomotorului liniar. Sistemul este modelat analitic prin intermediul a patru variabile de stare. Se utilizează un procedeu original de integrare a ecuației de stare, bazat pe iterații de tip predictor-corector, care permite o analiză simplă și unitară a oscilomotorului.

CZ 621.313.333 :621.3.011.3

MAȘINA DE INDUCȚIE
CÎMP MAGNETIC
PERMEANȚA ÎNTREFIERULUI

Viorel, I. A., Rădulescu, M. M.: **Asupra calculului coeficienților permeanței echivalente variabile a întrefierului la mașina de inducție.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 108

În lucrare se prezintă o analiză a relațiilor de calcul pentru determinarea coeficienților permeanței echivalente variabile a întrefierului mașinii de inducție, stabilindu-se domeniul lor de aplicabilitate prin comparație cu rezultatele obținute pe modele electrocinetice.

CZ 621.3.015.397

VARISTOR
TENSIUNE NOMINALĂ
IMPULS

Seușan, Al., Vasiliu, G.: **Măsurarea tensiunii nominale a varistoarelor cilindrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 112

Se propun trei metode originale de măsurare a tensiunii nominale a varistoarelor — cilindrice pentru televizoare (VT 41.00) introduse în fabricație la IPEE – Electroargeș – Curtea de Argeș.

CZ 621.365.5 : 621.3 072

ÎNCĂLZIRE ELECTRICĂ
REGLAJUL PUTERII ELECTRICE

Covar, E.: **Considerații privind utilizarea încălzirii electrice în industria chimică.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 116

Lucrarea prezintă două soluții tehnice de încălzire electrică în industria chimică.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 531.787.9

МАНОМЕТРЫ С ДАТЧИКОМ ХОЛЛА

Хелер, А.: **Возможность осуществления манометров с эластичной пружиной Бурдона и датчиком холла отечественного производства.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 81

Представлена возможность осуществления манометров с датчиком Холла линейного перемещения и с простой эластичной пружиной Бурдона, изогнутой в форме *S*, спиральной (червячной) или винтовой. Приведены полученные результаты экспериментов.

УДК 621.314.2

СТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ЧИСЛЕННОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Хаулер, Е., Максзем-Думбрэвяну, И.: **Система статический преобразователь переменного/постоянного тока с однофазным мостом ассиметричного полууправляемого типа – серийный двигатель постоянного тока. Часть I-ая. Определение систем уравнений и их численное интегрирование.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 87

В работе выводятся и решаются с применением численного интегрирования системы дифференциальных уравнений, характеризующих функционирование в стационарном режиме системы статический преобразователь переменного/постоянного тока с однофазным мостом ассиметрично полууправляемого типа — серийный двигатель постоянного тока. Учитываются конечный импеданс, переменная питающей сети, коммутация, индуктивность в цепи постоянного тока, сопротивления полупроводниковых вентилей, а с точки зрения электрической машины индуктированная электродвижущая сила, угловая скорость и вращающий момент, будучи величинами, меняющимися во времени. Кроме того, при решении уравнений, исходя из установленных мощности на валу машины и угла управления преобразователя, учитывается насыщение и кривая коэффициента полезного действия машины постоянного тока.

УДК 621.317.7.084

СЛОИСТЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ

Никола, Г.: **Меламинофенолоформальдегидные сополимеры для слоистых материалов.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 95

Представлены исследования, проведенные автором для получения меламинофенолоформальдегидных сополимеров, необходимых в производстве слоистых материалов, прессовочных порошков и смесей, предназначенных для обработки различных электротехнических и электронных деталей. Описывается общая технология производства сополимеров, с демонстрацией влияния пропорции между указанными двумя компонентами на конечные свойства продукта.

УДК 621.317.75

ЛИНЕЙНЫЙ ОСЦИЛЛОМОТОР
АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ПАРАМЕТРЫ СОСТОЯНИЯ

Дарие, Э. и др.: **Моделирование осцилломотора с трансляционным движением с помощью численного метода временной линеаризации.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 102

Работа представляет собой первый этап, целью которого ставится систематическое изучение линейного осцилломотора. Система аналитически моделирована на основе четырёх параметров состояния. Применяется оригинальный способ интегрирования уравнения состосостояния, основанный на итерации типа предсказатель-корректировщик, позволяющий простой и унитарный анализ осцилломотора.

УДК 621.313.333: 621.3.011.3

ИНДУКЦИОННАЯ МАШИНА
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
МАГНИТНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ЗАЗОРА

Виорел, И. А., Рэдулеску, М. М.: **Расчёт коэффициентов эквивалентной изменяющейся магнитной проводимости зазора индукционной машины.**

E.EA. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 108

В работе представлен анализ расчётных отношений для определения коэффициентов эквивалентной изменяющейся магнитной проводимости зазора индукционной машины, устанавливая область их применяемости путём сравнения с полученными на электрокинетических моделях результатами.

УДК 621.3.015.397

ВАРИСТОР
НОМИНАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
ИМПУЛЬС

Сеушан, А., Василиу, Г.: **Измерение номинального напряжения цилиндрических варисторов.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 112

Предлагаются три оригинальных метода измерения номинального напряжения цилиндрических варисторов для телевизоров (VT 41.00), освоенных в производстве на ИПЭЭ—Electroarges—Curtea de Arges.

УДК 621.365.5: 621.3.072

ЭЛЕКТРОНАГРЕВ
РЕГУЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ

Ковар, Е.: **Соображения относительно использования электронагрева в химической промышленности.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, № 3, апрель 1984, стр. 116

В работе представлены два технических решения электронагрева в химической промышленности.

ZUSAMMENFASSUNG

CZ 531.787.9

MANOMETER MIT HALL UMFORMER

Heler, A.: **Mögliche Herstellung einiger Manometer mit elastischen Bourdon-Rohr und Hall-Umformer.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr 3, April 1984, S. 81

Man stellt die mögliche Entwicklung einiger Manometer mit Hall-Umformer von linearer Verstellung und elastisches Bourdon-Rohr einfach gebogen in S-Form, spiral und elikoidal dar. Es wurden gleichfalls erhaltene Experimentergebnisse beschrieben.

CZ 621.314.2

STATISCHE WANDLER
NUMMERISCHE INTEGRATION

Hauler, E., Makszem-Dumbräveanu, I.: **Das statische Wandlersystem mit Wechsel- und Nennstrom mit monophasierter Brücke vom asymetrischem halbgesteuertem Typ-Serienmotor mit Nennstrom. Teil I. Feststellung der Gleichungssysteme und deren nummerischen Integration.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 87

In der Arbeit werden durch nummerische Integration die Differentierungsgleichungssysteme berechnet, die weiterhin den Betrieb im stationärem Bereich des statischen Wandlersystem mit Wechsel- und Nennstrom in monophasierter Brücke des asymetrishen halbgesteuerten Typs-Serienmotor, mit Nennstrom, charakterisieren. Man hebt die Endimpedanz, die Variable des Versorgungsnetzes Schaltung, die Endinduktivität im Nennstromkreislauf, die Widerstände der Halbleiterventile, als auch die induzierte Elektromotorenspannung, Winkelgeschwindigkeit und die variablen Zeitgrössen hervor. Gleichfalls, bei der Berechnung der Gleichungen, wobei man von der Leistung der Maschinenarce und von dem Steuerwinkel des Wandlers ausgeht, zieht man die Sättigung und die Entwicklungskurve der Glechstrommaschine in Betracht.

CZ 621.317.7 084

BESCHICHTETE MATERIALIEN
VERFAHRUNGSTECHNIK

Nicola, Gr.: **Melaminofenolformaldehydische Copolymere für beschichtete Materialien.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 95

Die Arbeit stellt die durchgeführten Studien für das Erhalten der melaminofenolformaldehydische Copolymere für das Herstellen der beschichteten Materialen, Presspulver und Pressmischungen für die Verarbeitung verschiedener elektronischen und elektrotechnischen Bauelemente dar. Man beschreibt die generalle Verfahrungstechnik ds Copolymere, indem man das Verhältnis zwischen den beiden Bauelementen der Endeigenschaften der Produkte darstellt.

CZ 621.317.75

LINEARER SCHWINGUNGSMOTOR
ANALITISCHE MODELLIERUNG
ZUSTANDSVARIABLE

Darie, S. s.a.: **Modellierung eines Schwingungsmotors für die Translationsbewegung mit Hilfe eines numerischen Verfahrens mit Zeitlinearität.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 102

Die Arbeit stellt eine erste Etappe dar, die eine systematische Studie des linearen Schwingungsmotors verfolgt. Das System ist analytisch durch vier Zustandsvariablen modelliert. Man verwendet ein originelles Verfahren der Zustandsgleichung das sich auf Iterationen vom Typ Prädikator-Korektor gründet, die eine einfache und einheitliche Analyse des Schwingungsmotors erlaubt.

CZ 621.313.333 : 621.3.011.3

INDUKTIONSMASCHINE
MAGNETISCHES FELD
PERMEANZ DES INTERFERRIKUMS

Viorel, I. A., Rădulescu, M. M.: **Über die Koeffizientenberechnung der äquivalenten variablen Permeanz des Interferrikums bei der Induktionsmaschine.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 108

In der Arbeit wird eine analyse der Verhältnisberechnung für die Bestimmung der äquivalenten, variablen Permeanzkoeffizienten des Interferrikums in einer Induktionsmaschine dargestellt, wobei ihr Einsetzungsbereich durch einen Vergleich mit den erhaltenen Ergebnisse auf elektrokinetischen Modelle, festgelegt wird.

CZ 621.3.015.397

VARISTOR
NENNSPANNUNG
IMPULS

Seușan, Al., Vasiliu, G.: **Bemessung der Nennspannung bei zylindrischen Varistoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 112

Man stellt drei originelle Messmethoden der Nennspanung bei den Varistoren – zylindrisch für Fernseher (VT 41.00) eingeführt bei der Fabrikation in IPEE – Electroarges – Curtea de Arges, dar.

CZ 621.365.5 : 621.3.072

ELEKTRISCHE HEIZUNG
ELEKTRISCHE LEISTUNGSREGELUNG

Covar, E.: **Betrachtungen bezüglich der Anwendung der elektrischen Heizung in der chemischen Industrie.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, Nr. 3, April 1984, S. 116

Die Arbeit stellt zwei technische Lösungen der elektrischen Heizung in der chemischen Industrie, dar.

CONTENTS

CZ 531.787.9

HALL TRANSDUCER GAUGE

Heler, A.: **The possibility of realizing manometer gauges with Bourdon elastic tube and Hall transducer.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, no. 3, apr 1984, p. 81

There is shown the possibility of realizing Hall transducer manometer gauges with linear shift an simple Bourdon-curved elastic tube, coiled or helix shaped. Some experimental results are given.

DC 621.314.2

STATIC CONVERTORS
DIGITAL INTEGRATION

Hauler, E., Makszem-Dumbrăveanu, I.: **Single-phase bridge A.C.—D.C. static convertor system of asymmetric semi-controlled type — series D.C. motor.**
Part. I. Determination of their set of equations and digital integration system.

E.E.A. – Electrotehhica 32, nr. 3, apr 1984, p. 87

There are derived and solved, by digital integration, the sets of differential equations that characterize the steady state operation of single-phase-bridge a.c.—d.c. static convertor system of asymmetric — semicontrolled type — series d.c. motor. The finite impedance, variable of the supply network, switching, the finite inductivity in the d.c. circuit, the resistances o the semiconductor valves are considered, and, from the view-point of the electrical machine, the induced electromotor voltage, the angular speed and the torque are considered as values varying in time. Also, when solving the equation, from the power at the machine shaft and the control angle of the convertor, the saturation and the yield curve of the d.c. machine are taken into account.

DC 621.317.7 084

STRATIFIED MATERIALS
TECHNOLOGY OF PRODUCTION

Nicola, Gr.: **Melaminofenoloformaldehydic copolymers for stratified materials.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 95

There are presented the studies made by the author in order to obtain the melaminophenoloformaldehydic copolymers needed for the fabrication of stratified materials, pressing dusts and pressing mixtures intended for the processing of various electrotechnical and electronic components. The paper describes the general technology of production of copolymers, pointing out the influence of the relationship between the two components upon the final properties of the products.

DC 621.317.75

LINEAR OSCILLOMOTOR
ANALYTICAL MODELLING
STATE VARIABLE

Darie, S. ş.a.: **Modelling a translational oscillomotor by digital procedure of time linearization.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 102

The paper represents a first stage of a systemic study of the linear oscillomotor. The system in analytically modelled by means of four state variables. It is used an original approach of integrating the state variable, based on predictor — corrector type iterations that allows a simple and unitary analysis of the oscillomotor.

DC 621.313.333 : 621.3.011.3

INDUCTION MACHINE
MAGNETIC FIELD
AIR-GAP PERMEANCE

Viorel, I. A., Rădulescu, M. M.: **On the calculation of coefficients of variable equivalent air-gap permeance at the induction machine.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 108

The paper introduces an analysis of the calculation relations for the determination of the coefficients of the variable equivalent air-gap permeance of the induction machine, delineating their range of applicability by comparison with results obtained on electrokinetic models.

DC 621 3.015 30

VARISTOR
RATED VOLTAGE
PULSE

Seuşan, Al., Vasiliu, G.: **Measurement of rated voltage of cylindrical varistors.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 112

There are suggessed three original methods of measurement of rated voltage of cylindrical varistors for TV sets (VT 41.00) put into fabrication by IPEE-Electroarges — Curtea de Arges.

DC 621.365.5 : 621.3.072

ELECTRIC HEATING
ELECTRICAL POWER CONTROL

Covar, E.: **Considerations on the use of electric heating in the chemical industry.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, nr. 3, apr 1984, p. 116

The paper presents two technical solutions to the electric heating in the chemical industry.

SOMMAIRE

CD 531.787.9

MANOMÈTRES À TRADUCTEUR HALL

Heler, A.: **Possibilité de mettre en oeuvre des manomètres à tube élastique Bourdon et traducteur Hall.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 71

On y présente la possibilité de mettre en oeuvre des manomètres à traducteur Hall de déplacement linéaire et à tube élastique Bourdon simple courbé en forme de *S*, en forme de spirale ou hélicoidale. On y décrit certains résultats expérimentaux obtenus.

CD 621.314.2

CONVERTISSEURS STATIQUES
INTÉGRATION DIGITALE

Hauler, E., Makszem-Dumbrăveanu, I.: **Système convertisseur statique c.a.—c.c en pont monophasé de type semi-commandé asymétrique-moteur de c.c. série.**
I-ère partie: Etablissement des systèmes d'équations et l'intégration digitale de ceux-ci.

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, april 1984, p. 87

Dans cet ouvrage on déduit et l'on résoud, par intégration digitale, les systèmes d'équations différentielles qui caractérisent le fonctionnement en régime stationnaire du système convertisseur statique c.a.—c.c. en pont monophasé de type semicommandé asymétrique-moteur de c.c. série. On prend en considération l'impédance finie, variable du réseau d'alimentation à decoupage, l'inductivité finie en circuit de courant continu, les résistences des valves semiconductrices, alors que du point de vue de la machine électrique on prend en considération la tension electromotrice induite, la vitesse angulaire et le couple comme des grandeurs variables en temps. Pour résoudre les équations tout en prenant pour point de départ la puissance de l'arbre de la machine et l'angle de commande, en tient aussi compte de la saturation et de la courbe du rendement de la machine de c.c.

V/O MASHPRIBORINTORG

exportatorul exclusiv al produselor construcţiilor de aparatură sovietică prezintă în perioada 4—8 iunie 1984, în Bucureşti, expoziţia V/O MASHPRIBORINTORG pentru partenerii români.

Se expun: aparate de măsură şi control radio şi electrice.

Printre exponate:

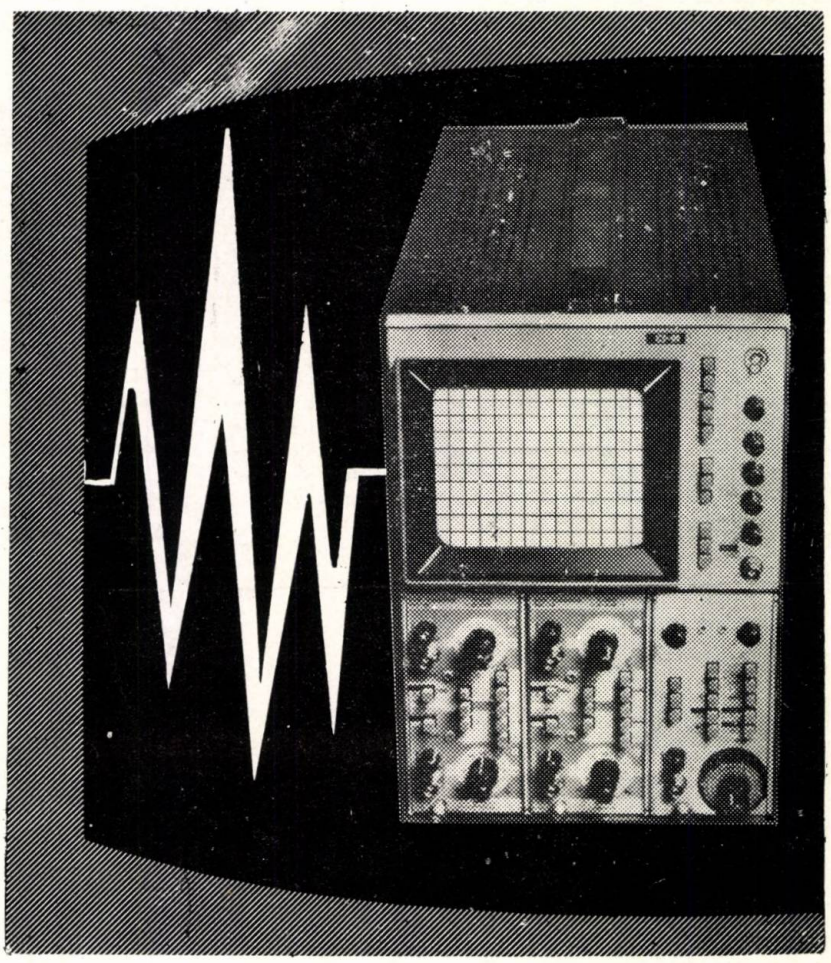
oscilografe moderne:

CI—91/1-oscilograf universal. Cercetare simultană—pînă la 4 semnale la două scări de amplitudine-timp. Banda de trecere—100 MHz

CI—94—oscilograf universal de service. Banda de trecere —10 MHz. Posedă construcţie simplă, dimensiuni de gabarit şi masă mici, putere de consum mică.

CI—103—biradial pentru cercetarea a patru semnale într-o scară de timp sau în două. Banda de trecere—10 MHz.

C8—17—biradial de memorare. Viteza de înregistrare —pînă la 40 km/s. Timp îndelungat de reproducere.



Vizitaţi expoziţia
V/O MASHPRIBORINTORG
la adresa: Sala mică a Palatului Republicii Socialiste România—
Bucureşti.

MASHPRIBORINTORG

URSS, 121200 Moscova; Smolenskaya—Sennaya 32/34 Telefon: 244—27—75; Telex 411235; 411236

Specialişti calificaţi răspund la problemele care vă interesează.
Pentru informaţii suplimentare vă puteţi adresa la PUBLICOM, Bd. N. BĂLCESCU nr. 22, telefon 14. 75. 35.

CD 621.317.7.084

MATERIAUX EN COUCHES
TECHNOLOGIE. FABRICATION

Nicola, Gr. : **Copolymères mélaminophènoloformaldéhidiques pour les matériaux en couches.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 85

On y présente les études effectuées par l'auteur en vue d'obtenir les copolymères mélaminophénoloformaldéhydiques nécessaires pour fabriquer des materiaux en couches, des poussières de pressage et des mélanges de pressage destinés au traitement de diverses pièces électrotechniques et électroniques. On y décrit la technologie générale de fabrication des copolymères soulignant l'influence du rapport entre les deux composants sur les propriétés finales des produits.

CD 621.317.75

OSCILLOMOTEUR LINEAIRE
MODÉLISATION ANALYTIQUE
VARIABLE D'ÉTAT

Darie, S. et au. : **Modélisation d'un oscillomoteur à mouvement de translation par un procédé digital de linéarisation temporelle.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 102

L'ouvrage représente une première étape qui vise l'étude systémique de l'oscillomoteur linéaire. Le système est soumis à une modélisation analytique par l'intermédiaire de quatre variable d'état. On y emploie un procédé original d'intégration de l'équation d'état reposant sur des itérations de type prédicteur — correcteur qui permet l'analyse simple et unitaire de l'oscillomoteur.

CD 621.313.333 : 621.3.011.3

MACHINE À INDUCTION
CHAMP MAGNETIQUE
PERMÉANCE DE L'ENTREFER

Viorel, I. A., Rădulescu, M. M. : **Sur le calcul des coefficients de la perméance équivalente variable de l'entrefer de la machine à induction.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 108

Dans cet ouvrage on présente l'analyse des relations de calcul pour déterminer les coefficients de la perméance équivalente variable de l'entrefer de la machine à induction, mettant l'accent sur leur domaine d'applicabilité comparativement aux résultats obtenus par des modèles électrocynétiques.

CD 621.3.015.397

VARISTOR
TENSION NOMINALE
IMPULSION

Seușan, Al., Vasiliu, G. : **Mesure de la tension nominale des varistors cylindriques.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 112

On y propose trois méthodes originales pour mesurer la tension nominale des varistors cylindriques, pour les récepteurs de télévision (VT 41.00) en fabrication à IPEE — Electroargeș — Curtea de Argeș.

CD 621.365 : 621.3.072

CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE
REGLAGE DE LA PUISSANCE ÉLECTRIQUE

Covar, E. : **Considérations sur l'utilisation du chauffage électrique dans l'industrie chimique.**

E.E.A. – Electrotehnica 32, N° 3, avril 1984, p. 116

L'ouvrage présente deux solutions techniques de chauffage électrique pour l'industrie chimique.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 3

CZ 531.787.9

Posibilitatea realizării unor manometre cu tub elastic Bourdon şi traductor Hall indigen

HELER AFILON* — TIMIŞOARA

Introducere

Din literatura de specialitate, consultată de autor [1...10] rezultă că cele mai multe aparate de măsurat presiunea, întîlnite în instalaţii şi procese de producţie, conţin un element care se deformează elastic sub acţiunea acesteia (a presiunii de măsurat). Presiunea de măsurat este compensată de către forţele elastice care se stabilesc în acest element elastic deformat. Elementul elastic poate fi sub formă de tub Bourdon, membrană (simplă ori dublă) sau burduf.

Răspîndirea largă a manometrelor cu tub elastic Bourdon, folosite la măsurarea presiunii este justificată de avantajele ce le prezintă unele dintre ele. Dintre aceste avantaje se menţionează: construcţia relativ simplă şi un preţ de cost mai scăzut, majoritatea pieselor componente fiind interschimbabile; obţinerea directă a valorii presiunii de măsurat prin citirea relativ uşoară a indicaţiilor; gamă foarte largă de măsurare, pînă la presiuni de 10^9 N/m^2; precizie destul de ridicată, construindu-se chiar de cl. 0,1; oferă posibilitatea transmiterii la distanţă şi a înregistrării automate a indicaţiilor şi a măsurării presiunii unor fluide viscoase sau chiar chimic active etc.

Ca dezavantaje ale manometrelor cu tub elastic Bourdon trebuie subliniate: dereglarea în timp, datorită deformaţiilor permanente ale elementului elastic, ceea ce impune recalonări periodice; dependenţa de temperatură a modulului de elasticitate a materialului din care se confecţionează tubul elastic etc.

La un manometru cu tub elastic Bourdon se disting [1, 4, 6] următoarele părţi componente:

— elementul sensibil, adică tubul elastic Bourdon de măsurare;

— mecanismul de transmitere, care poate fi cu sector dinţat, cînd se cere o sensibilitate mai mare, sau cu pîrghii, dacă manometrul urmează să funcţioneze în instalaţii supuse la trepidaţii şi vibraţii mecanice;

— dispozitivul de indicare, care are în componenţa sa cadranul cu scara gradată şi acul indicator.

Marea majoritate a aparatelor de măsurat presiunea se construiesc cu element elastic în formă de tub Bourdon. Tubul poate avea diferite forme: simplu curbat sau polispiralat (în formă de S, melcat şi elicoidal).

După modul de măsurare, aparatele cu tub elastic Bourdon pot fi indicatoare, înregistratoare, indicatoare-înregistratoare, cu dispozitive de semnalizare sau transmitere la distanţă a indicaţiilor.

În cele ce urmează se prezintă tuburile elastice Bourdon care asigură o dependenţă liniară între presiunea p de măsurat şi o deplasare liniară X. Acestea sînt tuburile Bourdon simplu curbate, în formă de S, melcate şi elicoidale.

1. Tubul Bourdon simplu curbat

Este un tub îndoit în formă de arc de cerc (de cca. 270°), gol în interior, avînd secţiunea ovală sau eliptică a cărei axă mare este perpendiculară pe planul în care tubul este îndoit (fig. 1). Se confecţionează din metale (aliaje) neferoase pentru presiuni mici şi oţel pentru presiuni mari. Un capăt (a) al tubului este închis şi liber, el putînd fi articulat cu un mecanism de transmitere şi amplificare a deplasării sale. Celălalt capăt (b) este fixat de un racord rigid (c) pe unde pătrunde fluidul sub presiunea p, presiune ce urmează a fi măsurată. În exterior, tubul este supus presiunii atmosferice p_0.

Sub acţiunea presiunii p, tubul curbat îşi schimbă raza de curbură R, el desfăcîndu-se dacă $p > p_0$, respectiv invers (se strînge) cînd $p < p_0$. Variaţia unghiului la centru γ (unghiul

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Timişoara

de îndoire) datorită modificării razei curburii, provoacă o deplasare X a capătului liber (a). Această deplasare liniară depinde direct de valoarea presiunii p. Literatura de specialitate [10] prezintă această dependență sub forma :

$$X = K\,R\,Cp, \qquad (1)$$

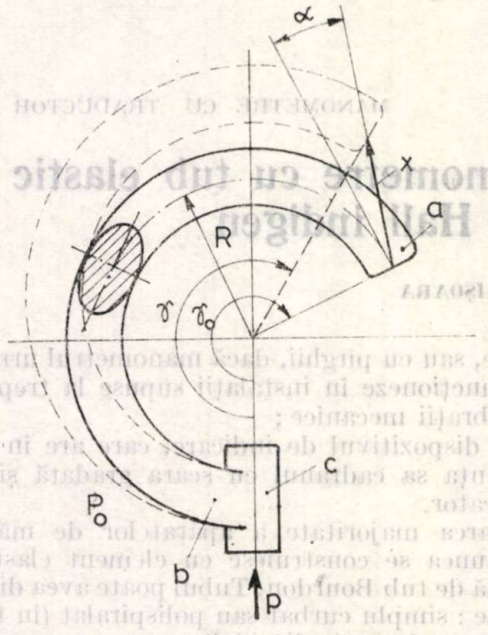


Fig. 1. Tubul elastic simplu curbat (Bourdon).

în care,

$K = \frac{\gamma - \gamma_0}{\gamma_0}$, reprezintă variația relativă a unghiului la centru, γ_0 fiind unghiul inițial ;

R, raza medie de curbură a tubului ;

C, o funcție [10] de unghiul inițial.

Deplasarea liniară a capătului liber are loc după o direcție ce face unghiul α cu direcția tangentei dusă la axa tubului în această extremitate (capăt liber). Expresia acestui unghi α (fig. 1) este dată în literatura de specialitate [9] ca o funcție trigonometrică de γ_0 și C.

Tubul Bourdon simplu curbat este folosit la realizarea aparatelor de măsurat presiuni [6] pînă la 10 [MN/m²], iar în unele cazuri chiar pînă la 30 [MN/m²]. Deplasarea capătului liber (a) sub acțiunea presiunii de măsurat este [6] de circa 5 mm, ceea ce implică amplificarea acestor deplasări prin intermediul unui mecanism de transmitere cu sector dințat sau pîrghii, cu scopul de a mări sensibilitatea manometrului și pentru o mai bună vizibilitate a indicațiilor acestuia.

De reținut că tubul Bourdon simplu curbat este un traductor mecanic care asigură o anumită dependență între mărimea de intrare (presiunea de măsurat p) și o mărime de ieșire (deplasarea X). Măsurînd pe X, se măsoară presiunea p.

2. Tubul Bourdon în formă de S

Un asemenea tub este prezentat schematic în figura 2, el realizînd o dependență liniară între presiunea de măsurat p și deplasarea lini-

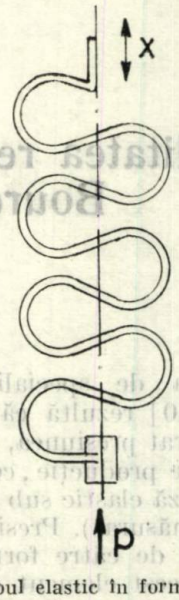


Fig. 2. Tubul elastic în formă de S.

ară X, a capătului liber. Această dependență este dată [10] de expresia :

$$X = C_S p, \qquad (2)$$

factorul de proporționalitate C_S (o constantă la tub dat) determinîndu-se experimental pentru fiecare tub elastic.

3. Tubul Bourdon melcat

O variantă a acestui tip de tub elastic Bourdon — multispiral melcat este cel reprezentat în figura 3, el fiind constituit din două pînă

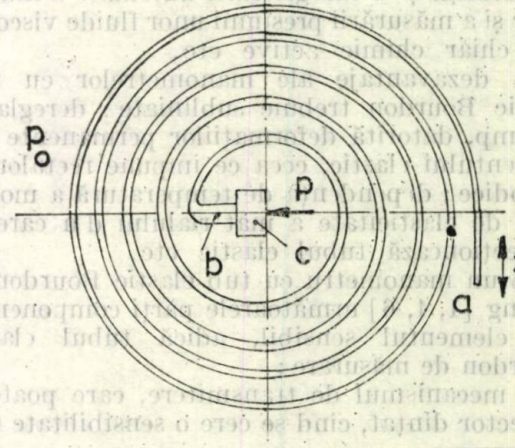


Fig. 3. Tubul elastic spiral (melcat).

la șase spire, dispuse în același plan. Acest tub asigură o dependență liniară între presiunea de măsurat p și deplasarea liniară X a capătului liber, închis (a). Fluidul, sub presiunea p, pătrunde în tub pe la capătul (b) fixat de racordul rigid (c).

Dependența dintre X și p este [10] de forma celei de la tubul în formă de S, adică:

$$X = C_m p, \tag{3}$$

constanta C_m (la tub dat), determinîndu-se tot experimental.

4. Tubul Bourdon elicoidal

O variantă de tub elastic Bourdon multispiralat elicoidal, care asigură o dependență între presiunea p și deplasarea liniară X a capătului liber de forma celei date de relația (1) este prezentată în figura 4. În general, tubul Bourdon

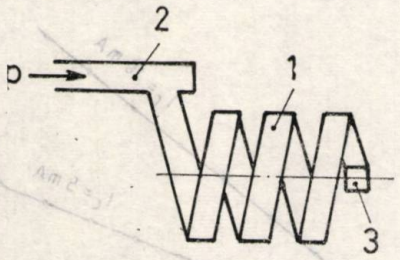


Fig. 4. Variantă de tub elastic elicoidal.

elicoidal (1) este format din 6—9 spire, dar situate în planuri diferite. Diametrul elicoidului [8] este în jur de 30 mm. Extremitatea fixă a tubului este sudată la racordul rigid (2), pe unde pătrunde fluidul sub presiunea p care urmează a fi măsurată. Extremitatea liberă (3), sub acțiunea presiunii p (din interiorul tubului elicoidal) efectuează o deplasare liniară X, care are expresia [10] dată de (1) cu mențiunea că unghiul inițial este $\gamma_0 = n \cdot 360°$, dacă n este numărul de spire. Ca ordin de mărime această deplasare liniară X poate ajunge [8] la valori de aproximativ 15 mm.

Din cele de mai sus rezultă că tuburile elastice prezentate sînt de fapt traductoare mecanice ce asigură o dependență liniară între presiunea de măsurat p (ca mărime de intrare, $X_i = p$) și o deplasare liniară X (ca mărime de ieșire, $X_e = X$). A măsura presiunea p, folosind un asemenea tub elastic Bourdon (simplu curbat, în formă de S, melcat sau elicoidal) se reduce de fapt la a măsura deplasarea liniară X. În acest scop se folosesc diferite tipuri de mecanisme de transmitere pînă la dispozitivul de indicare, printre care și traductoare electrice: rezistive, inductive, capacitive, tensiometrice, piezoelectrice [3, 6, 8] etc. Anumite traductoare electrice se folosesc pentru transmiterea la distanță a rezultatelor măsurării presiunilor cu ajutorul tuburilor elastice Bourdon, mai ales atunci cînd procesul tehnologic necesită centralizarea, controlul și reglarea funcționării instalațiilor, iar punctele de măsurare sînt inaccesibile sau departe de postul de comandă [2]. Tuburile elastice Bourdon se folosesc cu succes și la înregistrarea continuă a presiunilor și supravegherea centralizată a acestora în diferite puncte de control ale instalațiilor automatizate etc.

În cele ce urmează se prezintă posibilitatea realizării unor manometre cu tub elastic Bourdon și traductor Hall de deplasare liniară, care să poată fi folosite la măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii din instalațiile industriale.

5. Traductorul Hall de deplasare liniară

În literatura de specialitate este tratată în detaliu problema multiplicatorului Hall, a cărui schemă electrică [11] este prezentată în figura 5. Tensiunea Hall U_H, măsurată de milivoltmetrul mV are expresia [11] cunoscută:

$$U_H = K_H I_c B. \tag{4}$$

Din această expresie rezultă caracterul de multiplicator, deoarece tensiunea Hall (în volți) este proporțională cu produsul a două mărimi: I_c, denumit curent de comandă (în amperi) și B, inducția magnetică (în tesla) în care se află

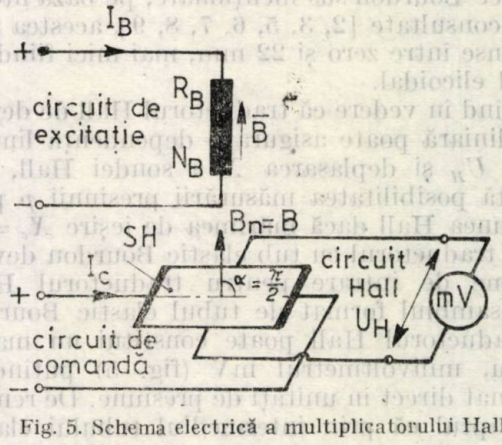


Fig. 5. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

plăcuța semiconductoare SH (sonda Hall). Cîmpul magnetic de inducție B este creat de circuitul de excitație (de amperspirele $N_B I_B$). Vectorul inducție magnetică $\bar{B}$ este normal la suprafața sondei Hall. Factorul de proporționalitate K_H (în volt/amper. tesla) este denumit sensibilitatea la sarcină a multiplicatorului Hall.

Din expresia tensiunii Hall (4) rezultă posibilitatea măsurării unei deplasări liniare X, prin măsurarea lui U_H, dacă inducția magnetică B (normală la suprafața sondei Hall) este o funcție liniară de deplasarea X, iar curentul de comandă I_c este menținut constant. În aceste condiții se poate scrie:

$$B = K_B X, \tag{5}$$

respectiv,

$$U_H = K_H I_c B = K_H I_c K_B X = K_d X, \quad (6)$$

unde K_d este o constantă.

Caracterul de traductor Hall de deplasare liniară a unui multiplicator (în condițiile sus-menționate) rezultă din relația (6) tensiunea Hall fiind o măsură a deplasării X (deplasare pe care o efectuează sonda Hall) într-o direcție de-a lungul căreia inducția magnetică B variază liniar (gradient constant).

Literatura de specialitate [12, 13, 14, 15] prezintă unele sisteme magnetice (circuite de excitație pentru crearea lui B), care să asigure o dependență liniară între tensiunea Hall U_H și deplasarea liniară X a sondei Hall.

6. Posibilitatea realizării de manometre cu tub elastic Bourdon și traductor Hall

Din literatura de specialitate [1...10] consultată de autor și pe baza celor prezentate mai sus, se poate concluziona că tuburile elastice simple curbate, în formă de S, melcate și elicoidale, asigură o dependență liniară între o mărime de intrare X_i, care reprezintă presiunea de măsurat ($X_i = p$) și o mărime de ieșire X_e, care este o deplasare liniară ($X_e = X$).

În ceea ce privește limitele între care variază mărimea de ieșire X_e, în cazul folosirii tuburilor elastice Bourdon sus-menționate, pe baza literaturii consultate [2, 3, 5, 6, 7, 8, 9], acestea sînt cuprinse între zero și 22 mm, mai mici fiind la tubul elicoidal.

Avînd în vedere că traductorul Hall de deplasare liniară poate asigura o dependență liniară între U_H și deplasarea X a sondei Hall, (6), rezultă posibilitatea măsurării presiunii p prin tensiunea Hall dacă mărimea de ieșire $X_e = X$ de la traductorul cu tub elastic Bourdon devine mărime de intrare pentru traductorul Hall.

Ansamblul format de tubul elastic Bourdon și traductorul Hall poate constitui un manometru, milivoltmetrul mV (fig. 5) putînd fi etalonat direct în unități de presiune. De remarcat faptul că prin intermediul tubului elastic nu se măsoară presiunea p ci o diferență de presiune $\Delta p = p - p_0$ (p_0 fiind presiunea atmosferică), dar la instrumentul indicator al manometrului cu tub elastic Bourdon se citesc direct valorile acestei presiuni p (presiunea de măsurat). În mod asemănător dacă se folosește traductorul Hall împreună cu un tub elastic Bourdon, la instrumentul ce măsoară pe U_H se poate citi direct valoarea lui p.

Pentru realizarea unor manometre cu traductor Hall de deplasare liniară și tub elastic Bourdon simplu curbat, în formă de S, melcat sau elicoidal, sonda Hall se fixează rigid direct de capătul liber al tubului, fără nici un mecanism de transmitere, într-o poziție corespunzătoare care să asigure deplasarea acestuia în cîmpul magnetic de inducție $\bar{B}$.

7. Rezultate experimentale

A fost confecționată o sondă Hall din Ge-n (material semiconductor indigen) cu dimensiunile de $5 \times 2 \times 0{,}3$ mm^3. Pentru etalonarea sondei s-a folosit un electromagnet Weiss în întreficrul căruia s-au creat inducții magnetice omogene de pînă la $B = 1T$, acestea fiind măsurate cu un teslametru Hall tip Metra. Curentul de comandă I_c, obținut de la o sursă stabilizată de tensiune continuă (tip I.E.M.I.) a fost măsurat cu un miliampermetru, tip ML, cl. $\pm 0{,}2$ iar tensiunea Hall cu un „Normatest digital", avînd și domeniul de 200 mV. Dependența $U_H = f(B)$ pentru trei valori ale curentului de comandă I_c, obținută experimental, este prezentată prin graficele din figura 6.

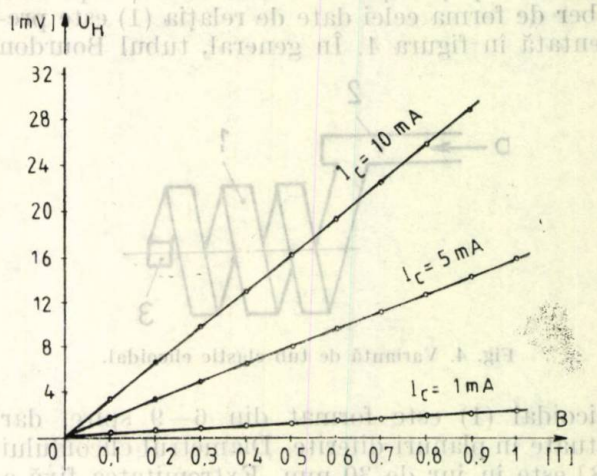


Fig. 6. Dependența $U_H = f(B)$, la I_c = constant.

Conform (4), din aceste grafice rezultă o sensibilitate medie, în sarcină, $K_H = 3{,}2$ [V/A.T].

Pentru experimentarea unui traductor Hall de deplasare liniară, s-a realizat un circuit magnetic ca cel din figura 7. Cele două bobine solenoidale, de lungime $l_1 = l_2 = 145$ mm, cu $N_1 = N_2 = 755$ spire, avînd fiecare un miez feromagnetic cilindric cu diametrul $d = 20$ mm, sînt străbătute de curenții continui I_1, respectiv I_2. Cei doi curenți au asemenea sensuri prin bobine, încît să se afle față în față, la distanța reglabilă D, polii magnetici de același semn (în figura 7 — polii Sud).

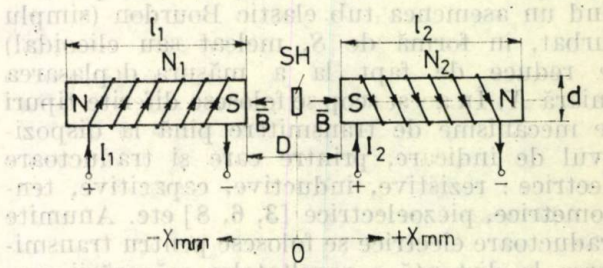


Fig. 7. Circuitul magnetic al traductorului Hall realizat.

În figura 8 sînt prezentate dependențele $B = f(X)$, obținute experimental, pentru trei valori a lui D ($D = 15$ mm, $D = 25$ mm, $D = 30$ mm), iar la același D, pentru trei valori ale curenților din bobine ($I_1 = I_2 = 5$ A; $I_1 = I_2 = 10$ A și $I_1 = I_2 = 15$ A). Inducția magnetică B a fost măsurată cu un teslametru Hall sovietic care are și domeniul de 150 [mT].

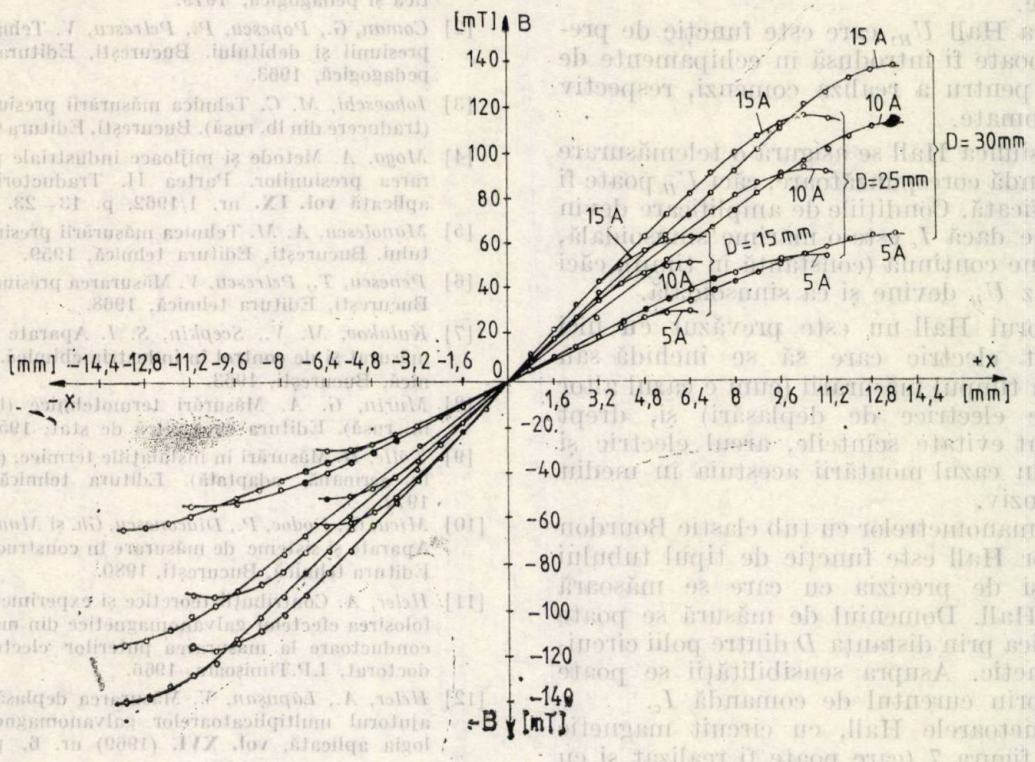


Fig. 8. Dependențele $B = f(X)$, obținute experimental.

Se vede (fig. 8) că la același D, pentru cei trei curenți 5—10—15 A, rezultă aceleași limite pentru X, între care $B = f(X)$ este liniară, adică $B = K_B X$. Valorile lui K_B, obținute pe baza graficelor din figura 8, sînt prezentate în tabelul 1. În același tabel sînt trecute și valorile lui $K_d = K_H I_c K_B$, (6), pentru cele trei valori ale curentului de comandă, $I_c = 1-5-10$ mA.

Tabelul 1

D [mm]	$I = I_1 = I_2$ [A]	Limitele de liniaritate în [mm]	$K_B \left[\frac{T}{mm}\right]$	K_d [mV/mm]		
				$I_c = 1$ mA	$I_c = 5$ mA	$I_c = 10$ mA
15	5	$-4 < X < +4$	$6{,}25 \times 10^{-3}$	20	100	200
	10	$-4 < X < +4$	$11{,}5 \times 10^{-3}$	36,8	184	368
	15	$-4 < X < +4$	$13{,}59 \times 10^{-3}$	43,49	217,45	434,9
25	5	$-7 < X < +7$	$6{,}25 \times 10^{-3}$	20	100	200
	10	$-7 < X < +7$	$10{,}55 \times 10^{-3}$	33,76	168,8	337,6
	15	$-7 < X < +7$	$13{,}05 \times 10^{-3}$	41,76	208,8	417,6
30	5	$-11 < X < +11$	$5{,}31 \times 10^{-3}$	16,99	84,95	169,9
	10	$-11 < X < +11$	$9{,}29 \times 10^{-3}$	29,73	148,65	297,3
	15	$-11 < X < +11$	$11{,}48 \times 10^{-3}$	36,74	183,7	367,4

Folosind circuitul magnetic din figura 7 se pot realiza manometre cu tub elastic Bourdon simplu curbat, în formă de S, melcat, elicoidal și traductor Hall de deplasare liniară, deoarece limitele superioare de liniaritate de (-11 mm X $+11$ mm) corespund limitei superioare de $X = 22$ mm (limită ce rezultă din literatura de specialitate [2, 3, 5, 6, 7, 8, 9]) a deplasării X pe care o efectuează capătul liber al tuburilor elastice Bourdon sus-menționate. Tensiunea Hall $U_H = K_d X$ (6) urmează a se măsura cu un milivoltmetru magnetoelectric cu $\alpha = 0$ la mijlocul scalei, acesta putînd fi etalonat direct în unități de presiune.

8. Concluzii

Realizarea unor manometre cu tub elastic Bourdon și traductor Hall completează în mod avantajos celelalte metode de măsurare pe cale electrică a presiunii, reprezentînd o noutate în tehnica măsurării.

Asemenea manometre se pot folosi la măsurarea, înregistrarea și reglarea atît a suprapresiunilor ($p > p_0$), cît și a subpresiunilor ($p < p_0$)-fiind mai simple decît cele întîlnite în literatura de specialitate [1...10].

Lipsa oricărui mecanism de transmitere și amplificare între tubul elastic și sonda Hall (aceasta fiind montată prin teaca sa direct pe capătul liber al tubului elastic) face ca inerția acestor manometre cu traductor Hall să fie foarte mică, sonda fiind foarte ușoară, iar

asupra ei nu se manifestă forțe de reacție (ca în cazul altor traductoare electrice de presiune), traductorul Hall avînd caracteristici dinamice foarte bune.

Tensiunea Hall U_H, care este funcție de presiunea p, poate fi introdusă în echipamente de calcul sau pentru a realiza comenzi, respectiv reglări automate.

Prin tensiunea Hall se asigură o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare, căci U_H poate fi ușor amplificată. Condițiile de amplificare devin și mai bune dacă I_c este o mărime sinusoidală, iar B rămîne continuă (constantă în timp), căci în acest caz U_H devine și ea sinusoidală.

Traductorul Hall nu este prevăzut cu nici un contact electric care să se închidă sau deschidă în timpul măsurării (cum e cazul altor traductoare electrice de deplasări) și, drept urmare, sînt evitate scînteile, arcul electric și exploziile în cazul montării acestuia în mediu gazos exploziv.

Precizia manometrelor cu tub elastic Bourdon și traductor Hall este funcție de tipul tubului [1...10] și de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall. Domeniul de măsură se poate ușor modifica prin distanța D dintre polii circuitului magnetic. Asupra sensibilității se poate influența prin curentul de comandă I_c.

La traductoarele Hall, cu circuit magnetic ca cel din figura 7 (care poate fi realizat și cu magneți permanenți) schimbarea sensului deplasării capătului liber al tubului elastic față de o poziție de zero, cînd $p = p_N$ (p_N fiind o valoare stabilită ca nominală), se manifestă în schimbarea semnului tensiunii Hall U_H. În aceste cazuri la $p = p_N$ se asigură (prin poziția sondei față de circuitul magnetic) ca $X = 0$, respectiv $U_H = 0$ (fig. 8).

Bibliografie

[1] *Dodoc, P.* Metrologie generală. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.

[2] *Coman, G., Popescu, P., Petrescu, V.* Tehnica măsurării presiunii și debitului. București, Editura didactică și pedagogică, 1963.

[3] *Iohovschi, M. C.* Tehnica măsurării presiunii și vidului (traducere din lb. rusă). București, Editura tehnică, 1951.

[4] *Moga, A.* Metode și mijloace industriale pentru măsurarea presiunilor. Partea II. Traductori. Metrologia aplicată **vol. IX.** nr. 1/1962, p. 13—23.

[5] *Manolescu, A. M.* Tehnica măsurării presiunii și a debitului. București, Editura tehnică, 1959.

[6] *Penescu, T., Petrescu, V.* Măsurarea presiunii în tehnică. București, Editura tehnică, 1968.

[7] *Kulakov, M. V., Scepkin, S. I.* Aparate automate de măsurat și de control în industria chimică. Editura tehnică, București, 1963.

[8] *Murin, G. A.* Măsurări termotehnice (traducere din lb. rusă). Editura energetică de stat, 1954.

[9] *Tölle, H.* Măsurări în instalațiile termice. (traducere din lb. germană, adaptată). Editura tehnică. București, 1972.

[10] *Micu, C., Dodoc, P., Diaconescu, Gh.* și *Manolescu, A. M.* Aparate și sisteme de măsurare în construcții de mașini. Editura tehnică, București, 1980.

[11] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat, I.P.Timișoara, 1966.

[12] *Heler, A., Lăpușan, V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. Metrologia aplicată, **vol. XVI.** (1969) nr. 6, p. 264—268.

[13] *Heler, A., Daba, D.* Înregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen. Electrotehnica, București, **vol. 19,** nr. 3, martie 1971, p. 106—108.

[14] *Nalecz, M., Warsza, Z. L.* Traductoare cu efect Hall pentru măsurarea deplasărilor mecanice. Solid-State Electronics, Pergamon Press 1966, **vol. 9,** p. 485—495.

[15] *Vecsei, I.* Traductor bazat pe efect Hall pentru măsurarea deplasărilor. Mérés és automatika **XV,** nr. 7—8, 1967, p. 315—320.

CZ 621.314.2

CONVERTOARE STATICE
INTEGRARE NUMERICĂ

Sistemul convertor static c.a.—c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric—motor de c.c. serie

Partea I-i: Stabilirea sistemelor de ecuații și integrarea numerică a acestora

ERWIN HAULER, IOAN MAKSZEM — DUMBRĂVEANU * — TIMIȘOARA

Introducere

Datorită utilizării pe scară largă în tracțiunea electrică a redresoarelor în punte semicomandată asimetrică, sistemul convertor static c.a.—c.c. (CSAC) — motor de c.c. serie, a fost obiectul multor studii teoretice, continuînd să fie abordat și în prezent, fără a exista însă o tratare unitară și completă a acestuia. Pentru regimul staționar un asemenea studiu presupune :

— considerarea tuturor regimurilor de funcționare posibile ale punții semicomandate (vezi paragraful 2) ;

— considerarea inductivității finite și a rezistenței din circuitul de curent continuu ;

— considerarea inductivității și rezistenței din circuitul de curent alternativ ;

— considerarea rezistenței și inductivității proprii a ventilelor semiconductoare ;

— din punctul de vedere al mașinii electrice, luarea în considerare a tensiunii electromotoare induse, a vitezei unghiulare și a cuplului ca fiind mărimi variabile în timp, precum și considerarea saturației mașinii ;

— evaluarea performanțelor globale energetice ale sistemului.

Pentru cazul unei inductivități de filtrare infinite în [10] s-au dedus variațiile mărimilor de curent alternativ și continuu. În analizele teoretice din [6] și [7] se consideră inductivitatea de filtrare finită, se neglijează însă inductivitatea din circuitul de curent alternativ. Pentru prima dată în [5] se stabilesc variațiile mărimilor electrice de intrare și ieșire ale convertorului la inductivitate finită atît în circuitul de curent alternativ, cît și în cel de curent continuu, analizîndu-se însă numai regimul de curent continuu neîntrerupt. Se abordează studiul principalelor regimuri posibile de funcționare a punții de tip monofazat semicomandate asimetrice, cu inductivități finite în circuitele de c.a. și c.c. în [9], studiu care conține pentru prima dată evaluarea parametrilor energetici pe partea de curent alternativ. În [4] se consideră și rezistența din circuitul de c.a. și c.c., fără a se analiza însă toate regimurile de funcționare a punții și fără deducerea performanțelor energetice globale ale sistemului.

Majoritatea studiilor (exceptînd [13] și [4]) iau în considerație mașina de curent continuu cu excitație separată, toate studiile enumerate însă presupun t.e.m. indusă, viteza unghiulară și cuplul mașinii, în cazurile rare în care le calculează, constante în timp.

Referitor la metodele de studiu utilizate, majoritatea autorilor folosesc metode analitice, [1] și [3] propun ca metodă simularea numerică a sistemului CSAC — motor de c.c., însă fără o finalizare a acestora.

1. Regimurile de funcționare a sistemului

Schema complet analizată este prezentată în figura 1, cu următoarele semnificații ale notațiilor :

— u — tensiunea alternativă de alimentare (t.e.m. indusă în secundarul transformatorului de alimentare) ;

— L_t, R_t — inductivitatea, respectiv rezistența sursei de alimentare (transformator) ;

— L_e, R_e — inductivitatea, respectiv rezistența din rețeaua de tensiune alternativă ;

— u_1 — tensiunea alternativă la bornele CSAC ;

— i_a — curent alternativ ;

— T_1, T_2, D_1, D_2 — tiristoarele, respectiv diodele CSAC ;

— u_d, i_d — tensiunea, respectiv curentul din circuitul de curent continuu;

— L_f — inductivitatea de filtrare ;

— L_m, R_m — inductivitatea dinamică, respectiv rezistența totală a motorului de c.c. serie ;

— u_{im} — t.e.m. indusă a mașinii de c.c. serie.

Ipotezele simplificatoare ce s-au adoptat sînt următoarele :

— tensiunea „u" este sinusoidală :

$$u = U\sqrt{2}\sin\omega t = U\sqrt{2}\sin z ; \quad (1)$$

— se neglijează inductivitățile proprii ale elementelor semiconductoare ;

— valorile inductivităților și rezistențelor sînt constante în timp ;

— comanda CSAC este simetrică.

* Ing. *E. Hauler* — asistent la Catedra de utilizările energiei electrice și mașini electrice a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timișoara ; mat. *I. Makszem-Dumbrăveanu* — Centrul de calcul al aceluiași institut.

În regim staționar sînt posibile următoarele moduri de funcționare a punții monofazate de tip semicomandat asimetric [10]:

a—regim de funcționare fără curent continuu întrerupt (două comutații pe semiperioadă) cu

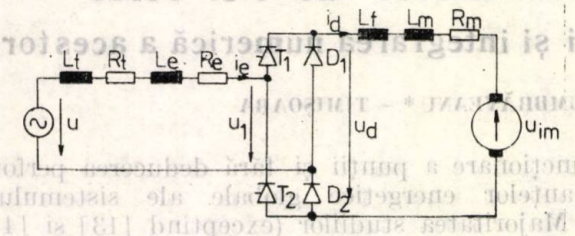


Fig. 1. Sistemul CSAC în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie.

formele de undă ale mărimilor caracteristice redate în figura 2;

b—regim de funcționare cu curent întrerupt cu o comutație pe semiperioadă (figura 3);

c—regim de funcționare cu curent întrerupt fără nici o comutație pe semiperioadă (figura 4).

a. Regimul se caracterizează, după denumire, prin faptul că valoarea curentului continuu i_d nu devine egală cu zero pe o semiperioadă a tensiunii alternative de alimentare. La unghiul de comandă $z_2 = \alpha$ tiristorul T_1 intră în conducție (dacă valoarea momentană a tensiunii alternative este mai mare decît cea a tensiunii u_{im}). Pe durata unghiului de comutație $\gamma_2 = z_3 - z_2$ curentul trece de pe ramura corespunzătoare diodelor de nul D_1, D_2 pe tiristorul T_1, tensiunea continuă u_d fiind nulă. Motorul de curent continuu va fi conectat la sursa de alimentare prin T_1 și D_2 pe intervalul $z_3 \div z_0 + \pi$, absorbind de la aceasta energie care, parțial este înmagazinată în inductivități, respectiv în masele în mișcare ale mașinii electrice, disipată în rezistențele circuitului și care este furnizată sub formă de energie mecanică mașinii de lucru. La momentul $z_0 + \pi$ începe comutația de pe tiristorul T_1 pe ramura de nul a CSAC, proces ce se desfășoară pe durata corespunzătoare unghiului de comutație γ_1. În acest interval tensiunea continuă de ieșire a CSAC este nulă, iar pentru rețeaua de alimentare există un scurtcircuit la bornele de intrare ale convertorului, curentul i_c scade la valoarea zero. Pînă la amorsarea tiristorului T_2 (momentul $z_2 + \pi$), curentul continuu i_d va circula peste diodele de nul D_1, D_2, fiind menținut de energia înmagazinată în inductivități, care acoperă pierderile, suplimentează energia cinetică a elementelor în mișcare și furnizează energie mașinii de lucru. Nu se absoarbe energie din rețeaua de alimentare. Stările posibile ale sistemului au fost notate, conform figurii 2, de la I la IV.

b. Atunci cînd în intervalul de conducție al diodelor de nul energia înmagazinată în inductivități este redusă, curentul continuu i_d scade la valoarea zero (figura 3), apărînd o pauză de curent (starea V), situație în care t.e.m. u_{im} se

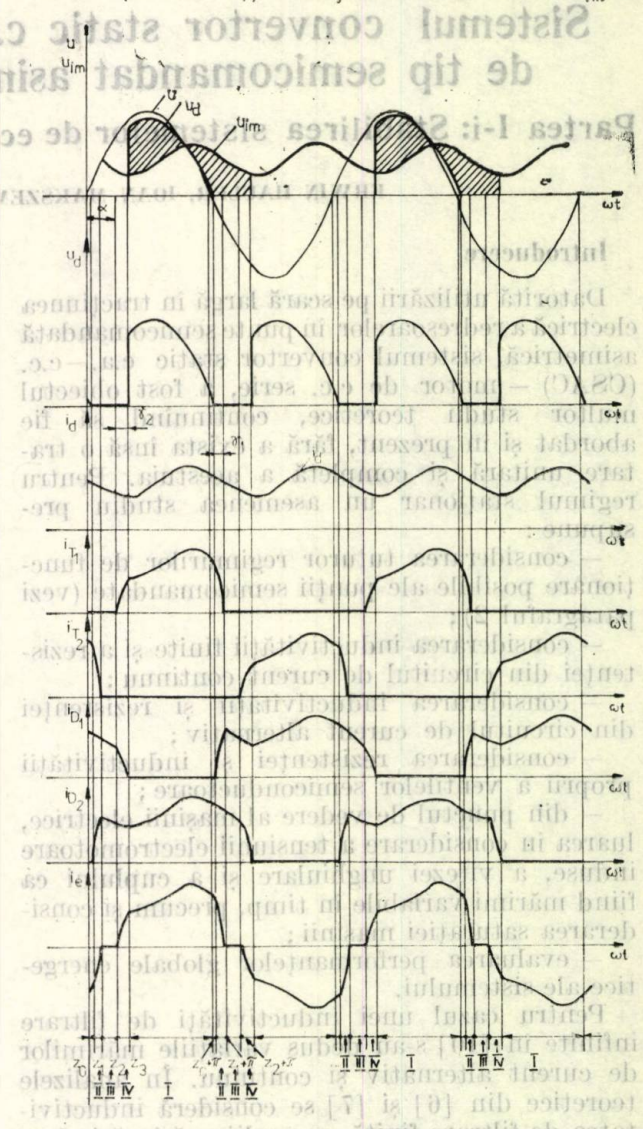


Fig. 2. Formele de undă pentru regimul de curent neîntrerupt.

menține la valoarea corespunzătoare remanenței. Energia ce trebuie furnizată la arborele motorului va fi în întregime acoperită de cea cinetică înmagazinată în masele în mișcare. La comanda tiristorului T_1 ($z_2 = \alpha$) nu va mai apărea intervalul de comutație al curentului de pe diodele de nul pe tiristor ($\gamma_2 = 0$), existînd o singură comutație pe semiperioadă și anume cea de pe perechea T_1, D_2 pe diodele de nul. Se definește în acest caz unghiul de conducție β_1:

$$\beta_1 = z_1' + \pi - z_2. \qquad (2)$$

c. Mai rar, dar teoretic posibil, este regimul de curent întrerupt fără comutație (figura 4), la care dispar ambele zone de comutație γ_1 și γ_2. În această situație conduc alternant perechile de ventile T_1, D_2 respectiv T_2, D_1, curen-

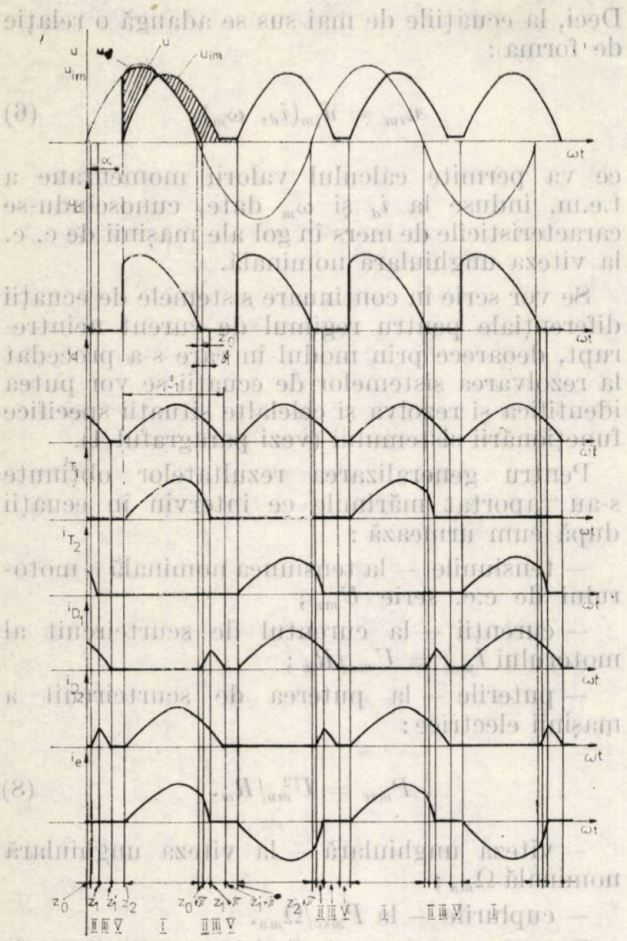


Fig. 3. Formele de undă pentru regimul de curent întrerupt cu o comutaţie pe semiperioadă.

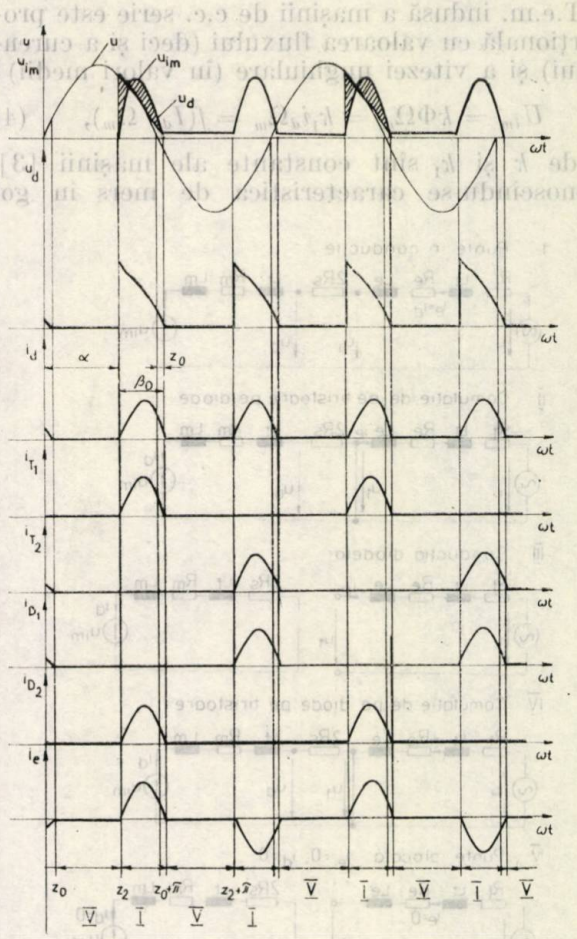


Fig. 4. Formele de undă pentru regimul de curent întrerupt, fără nici o comutaţie pe semiperioadă.

tul continuu i_d scăzînd la valoarea zero la sfîrşitul domeniilor de conducţie ale acestora, fără a avea loc comutaţii.

În fiecare din regimurile amintite apar stări similare ale sistemului, notate după cum urmează :

— starea I — conducţie pereche tiristor — diodă, $z \in (z_3, z_0)$;

— starea II — comutaţie de pe perechea tiristor — diodă pe diode, $z \in (z_0, z_1)$;

— starea III — conducţie perechea de diode, $z \in (z_1, z_2)$;

— starea IV — comutaţie de pe perechea de diode pe cea formată din tiristor — diodă, $z \in (z_2, z_3)$;

— starea V — toate ventilele semiconductoare blocate, $z \in (z_1', z_2)$ pentru regimul b) şi $z \in (z_0, z_2)$, pentru c.

2. Scheme echivalente. Stabilirea ecuaţiilor sistemului

Stărilor de funcţionare stabilite în paragraful precedent li s-au asociat schemele electrice echivalente corespunzătoare prezentate în figura 5. Pentru a ţine seama de influenţa parametrilor semiconductoarelor s-a considerat oportună introducerea în circuitul de curent continuu a rezistenţei R_s a două ventile. Pentru stările I şi *III* situaţia este conformă cu realitatea, iar pentru II şi IV oferă o bună aproximaţie, avînd în vedere modul de variaţie a curenţilor în aceste situaţii.

Fiind date tensiunea de alimentare u, parametrii sistemului (rezistenţe, inductivităţi) şi t.e.m. indusă u_{im} a maşinii, se poate scrie uşor, pentru fiecare din stări, un sistem de trei ecuaţii privind mărimile electrice, necunoscute fiind curentul alternativ i_e, cel continuu i_d şi tensiunea continuă u_d.

Ecuaţiile electrice astfel scrise se completează cu cele corespunzătoare mărimilor mecanice ale maşinii de c.c. :

$$m - m_r - m_0 = J \frac{d\omega_m}{dt}, \qquad (3)$$

$$m = \frac{u_{im} i_d}{\omega_m},$$

care introduc ca necunoscute cuplul electromagnetic m şi viteza unghiulară ω_m.

T.e.m. indusă a mașinii de c.c. serie este proporțională cu valoarea fluxului (deci și a curentului) și a vitezei unghiulare (în valori medii):

$$U_{im} = k\Phi\Omega_m = k_1 i_d \Omega_m = f(I_d,\ \Omega_m), \qquad (4)$$

unde k și k_1 sînt constante ale mașinii [3]. Cunoscîndu-se caracteristica de mers în gol

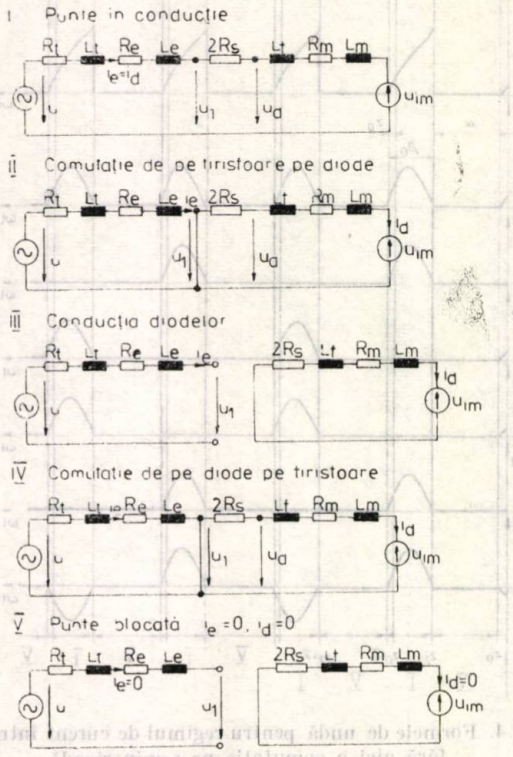


Fig. 5. Schemele echivalente ale sistemului.

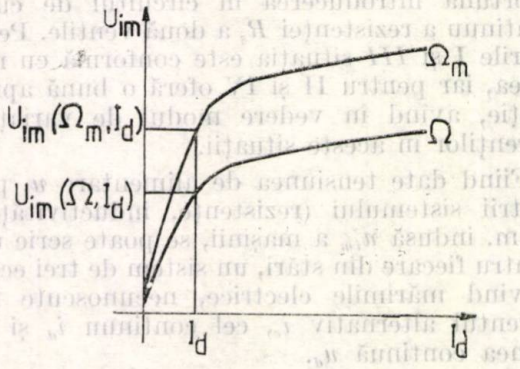


Fig. 6. Caracteristica $U_{im} = f(\Omega_m,\ I_d)$ a mașinii de c.c.

a mașinii de c.c. serie la viteza unghiulară nominală (figura 6), va fi posibilă determinarea t.e.m. induse la viteza unghiulară nominală $U_{im}(\Omega_{mn},\ I_d)$ la un curent I_d dat. Ținînd seama de (4), la un I_d dat se va putea aprecia și valoarea t.e.m. induse la o altă viteză unghiulară Ω_m, $U_{im}(\Omega_m,\ I_d)$:

$$U_{im}(\Omega_m,\ I_d) = \frac{\Omega_m}{\Omega_{mn}} U_{im}(\Omega_{mn},\ I_d). \qquad (5)$$

Deci, la ecuațiile de mai sus se adaugă o relație de forma:

$$u_{im} = u_{im}(i_d,\ \omega_m), \qquad (6)$$

ce va permite calculul valorii momentane a t.e.m. induse la i_d și ω_m date, cunoscîndu-se caracteristicile de mers în gol ale mașinii de c. c. la viteza unghiulară nominală.

Se vor scrie în continuare sistemele de ecuații diferențiale pentru regimul de curent neîntrerupt, deoarece prin modul în care s-a procedat la rezolvarea sistemelor de ecuații se vor putea identifica și rezolva și celelalte situații specifice funcționării sistemului (vezi paragraful 4).

Pentru generalizarea rezultatelor obținute s-au raportat mărimile ce intervin în ecuații după cum urmează:

— tensiunile — la tensiunea nominală a motorului de c.c. serie U_{mn};

— curenții — la curentul de scurtcircuit al motorului $I_{msc} = U_{mn}/R_m$;

— puterile — la puterea de scurtcircuit a mașinii electrice:

$$P_{msc} = U_{mn}^2/R_m, \qquad (8)$$

— viteza unghiulară — la viteza unghiulară nominală Ω_{mn};

— cuplurile — la P_{msc}/Ω_{mn}.

Pentru ușurarea scrierii și interpretării rezultatelor obținute în urma rezolvării sistemelor, în loc de timpul t se va folosi ca variabilă independentă:

$$z = \omega t = 2\pi f t, \qquad (9)$$

unde f este frecvența rețelei de tensiune alternativă de alimentare.

Se fac următoarele notații:

$$X_e = \omega L_e;\ X_t = \omega L_t;\ X_f = \omega L_f;\ X_m = \omega L_m, \qquad (10)$$

$$A_e = (X_e + X_t)/R_m;\ A_f = X_f/R_m;\ A_m = X_m/R_m, \qquad (11)$$

$$B_e = (R_e + R_t)/R_m;\ B_s = 2R_s/R_m, \qquad (12)$$

$$T_m = \Omega_{mn}^2\ \omega J/P_{msc}. \qquad (13)$$

Se va introduce în relații valoarea medie a puterii mecanice la arborele mașinii electrice P_r, iar cuplul corespunzător frecărilor se consideră constant.

Cu cele precizate mai sus se vor scrie sistemele de ecuații în mărimi raportate pentru regimul de curent neîntrerupt, începînd cu unghiul de comandă $z_2 = \alpha$ (figura 2).

Pentru intervalul $z \in (z_2, z_3)$ — comutație de pe diode pe perechea tiristor — diodă ce urmează la conducție :

$$\begin{cases} u' = U\sqrt{2}\sin z \\ u' - A_e \dfrac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} - B_e i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f)\dfrac{\mathrm{d}i'_d}{\mathrm{d}z} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' - \dfrac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \dfrac{\mathrm{d}\omega'_m}{\mathrm{d}z} \\ m' = \dfrac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m), \end{cases} \tag{14}$$

cu condiția inițială :

$$i'_e(z_2) = 0 \tag{15}$$

și condiția de determinare a lui z_3 :

$$i'_e(z_3) = i'_d(z_3). \tag{16}$$

Pentru intervalul $z \in (z_3, z_0 + \pi)$ — punte în conducție :

$$\begin{cases} u' = U'\sqrt{2}\sin z \\ u' - A_e \dfrac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} - B_e i'_e = u'_{im} + (A_m + A_f)\dfrac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} + \\ \qquad + (1 + B_s) i'_e \\ i'_d = i'_e \\ u'_d = u'_{im} + (A_m + A_f)\dfrac{\mathrm{d}i'_d}{\mathrm{d}z} + (1 + B_s) i'_d \\ m' - \dfrac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \dfrac{\mathrm{d}\omega'_m}{\mathrm{d}z} \\ m' = \dfrac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m), \end{cases} \tag{17}$$

cu condiția de determinare a lui z_0 :

$$u'_d(z_0) = 0. \tag{18}$$

Pentru intervalul $z \in (z_0 + \pi, z_1 + \pi)$ — comutație de pe perechea tiristor diodă pe diode :

$$\begin{cases} u' = U'\sqrt{2}\sin z \\ u' - A_e \dfrac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} - B_e i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f)\dfrac{\mathrm{d}i'_d}{\mathrm{d}z} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' - \dfrac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \dfrac{\mathrm{d}\omega'_m}{\mathrm{d}z} \\ m' = \dfrac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m), \end{cases} \tag{19}$$

cu condiția de determinare a lui z_1 :

$$i'_e(z_1 + \pi) = 0. \tag{20}$$

Și, în final, pentru intervalul $z \in (z_1 + \pi, z_2 + \pi)$ — diode în conducție — se poate scrie :

$$\begin{cases} u' = U'\sqrt{2}\sin z \\ i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f)\dfrac{\mathrm{d}i'_d}{\mathrm{d}z} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' - \dfrac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \dfrac{\mathrm{d}\omega'_m}{\mathrm{d}z} \\ m' = \dfrac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{cases} \tag{21}$$

și :

$$i'_d(z_2) = i'_d(z_2 + \pi). \tag{22}$$

Principial, sistemele prezentate permit, la u', P'_r, $z_2 = \alpha$ date, bineînțeles cu cunoașterea constantelor și mărimilor caracteristice mașinii electrice, determinarea necunoscutelor i'_e, i'_d, u'_{im}, m, ω'_m, z_3, z_0 și z_1. La trecerea de la un sistem la altul, necunoscutele ce nu au fost precizate prin relații explicative iau valorile finale ale intervalului precedent.

Este suficientă rezolvarea sistemelor pentru o semiperioadă $(z_2, z_2 + \pi)$, deoarece :

$$\begin{aligned} &i'_d(z + \pi) = i'_d(z)\,;\ i'_e(z + \pi) = -i'_e(z), \\ &u'_d(z + \pi) = u'_d(z)\,;\ m'(z + \pi) = m'(z), \\ &u'_{im}(z + \pi) = u'_{im}(z)\,;\ \omega'_m(z + \pi) = \omega'_m(z). \end{aligned} \tag{23}$$

3. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații

Ca metodă de rezolvare a sistemelor de ecuații prezentate s-a ales integrarea numerică a acestora. Sistemele (14) și (19) conțin trei ecuații diferențiale de ordinul întîi, iar (17) și (21) două, restul ecuațiilor fiind algebrice. Ca metodă de integrare s-a ales metoda Runge-Kutta de ordinul patru modificată de Gill.

Figura 7 conține schema logică principială urmărită într-un ciclu de integrare numerică a

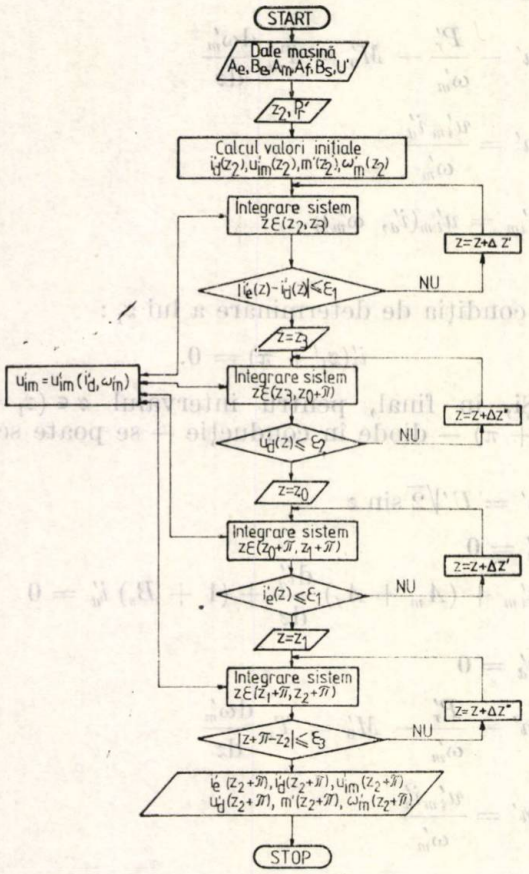


Fig. 7. Schema logică a algoritmului de integrare al sistemelor de ecuații.

sistemelor de ecuații. După cum este cunoscut, metoda Runge-Kutta de integrare a sistemelor de ecuații diferențiale de ordinul întîi presupune calculul valorilor funcțiilor într-un punct cu ajutorul valorilor într-un punct anterior. Ca atare problema cea mai dificilă este aceea de a furniza metodei valorile inițiale necesare pentru începerea integrării. Ar fi posibilă începerea integrării cu valori inițiale nule ale funcțiilor, numărul de cicluri necesare pentru atingerea soluțiilor staționare ar mări timpul de integrare necesar. Din acest motiv s-au calculat valorile inițiale aproximative ale funcțiilor în situația ideală ce presupune următoarele :

— variații ale mărimilor de curent alternativ sinusoidale iar cele de curent continuu constante în timp ;

— neglijarea pierderilor mașinii de c.c. serie.

Trecerea de la un sistem de ecuații la altul se realizează prin testarea condițiilor exprimate prin relațiile (16), (18) și (20). În fiecare din punctele de integrare valoarea t.e.m. induse u'_{im} se calculează funcție de i'_d și ω'_m în modul prezentat în paragraful anterior. La capătul unui ciclu de integrare pe o semiperioadă a tensiunii alternative se obțin valorile necunoscutelor i'_e, i'_d, u'_{im}, u'_d, m' și ω'_m în punctul $z_2 + \pi$, care, avînd în vedere faptul că valorile în z_2 au fost aproximative, nu vor coincide cu acestea, deci nu s-a atins încă regimul staționar.

Încadrarea algoritmului de integrare al sistemelor de ecuații în programul general de calcul este ilustrată în figura 8. În funcție de diferența $i'_d(z_2) - i'_d(z_2 + \pi)$ se calculează noua valoare $i'_d(z_2)$ cu care se procedează la un nou ciclu de integrare, ș.a.m.d., pînă cînd se ajunge în regim staționar cu i'_d. În situația în care pentru datele de calcul valoarea lui i'_d devine nulă înainte de $z_2 + \pi$, se reia integrarea cu $i'_d(z_2) = 0$, direct în regimul staționar corespunzător unuia din regimurile de curent întrerupt prezentate anterior.

Se procedează la un al doilea ciclu de iterații, suprapus peste primul, avînd ca variabilă în acest caz pe ω'_m, atunci cînd valoarea calculată a puterii la arborele mașinii P'_{r1} diferă de cea impusă, pînă cînd regimul staționar al lui i'_d corespunde și din acest punct de vedere. Pentru calculul puterii la arborele mașinii electrice se face uz de curba randamentului acesteia, randamentul fiind evaluat pentru fiecare valoare a lui i'_d. Dacă se constată că pentru o valoare a puterii la arbore ar rezulta viteza unghiulară nulă (mașina nu este capabilă să furnizeze în mișcare puterea cerută), se calculează o viteză unghiulară minimă astfel stabilită ca în valoare momentană, aceasta să nu scadă sub zero, puterea recalculată fiind cea mai mare putere pe care o poate furniza mașina electrică în condiții date.

Odată terminată integrarea, se obțin variațiile necunoscutelor i'_e, i'_d, u'_{im}, ω'_m, u'_d, m' pe o semiperioadă, la care se pot adăuga fără dificultăți deosebite următoarele mărimi, deosebit de utile pentru analiza sistemului :

— căderea de tensiune pe impedanța pe partea de curent alternativ :

$$u'_e = A_e \frac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} + B_e i'_e, \tag{24}$$

— tensiunea la bornele convertorului u'_1 :

$$u'_1 = u' - A_e \frac{\mathrm{d}i'_e}{\mathrm{d}z} - B_e i'_e, \tag{25}$$

— tensiunea la bornele motorului u'_{dm} :

$$u'_{dm} = u'_{im} + A_m \frac{\mathrm{d}i'_d}{\mathrm{d}z} + i'_d, \tag{26}$$

— tensiunea la bornele inductivității de filtrare u'_f :

$$u'_f = A_f \frac{di'_d}{dz}, \tag{27}$$

— puterea electromagnetică a mașinii de c.c. p'_m :

$$p'_m = u'_{im} i'_d, \tag{31}$$

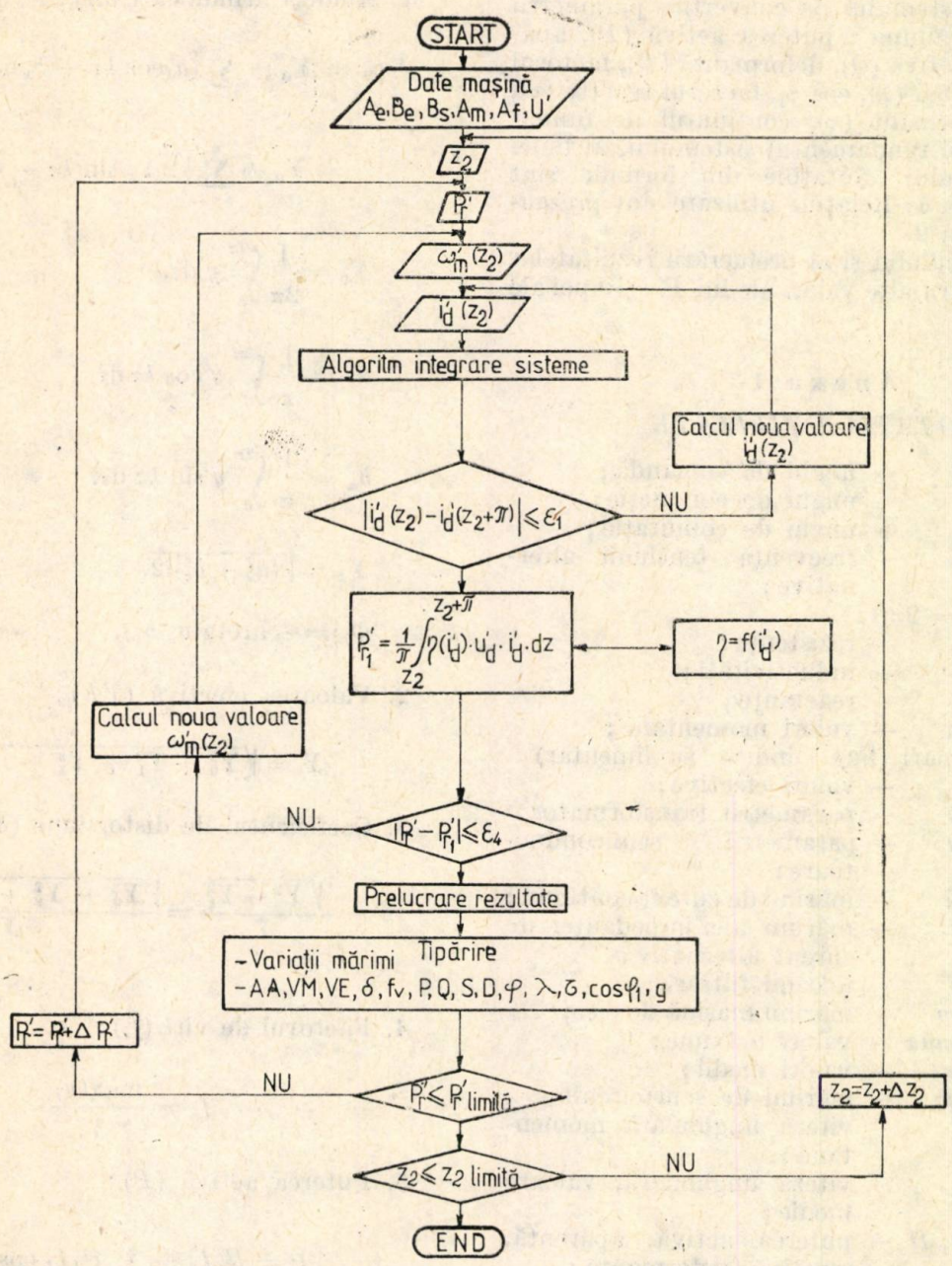


Fig. 8. Schema logică generală de calcul a regimului cu putere constantă la arborele mașinii electrice.

— puterea absorbită de la sursa de alimentare p' :

$$p' = u' i'_e, \tag{28}$$

— puterea absorbită de CSAC p'_1 :

$$p'_1 = u'_1 i'_e, \tag{29}$$

— puterea pe partea de curent continuu p'_d :

$$p'_d = u'_d i'_d, \tag{30}$$

— puterea absorbită de mașina electrică p'_{dm} :

$$p'_{dm} = u'_{dm} i'_d, \tag{32}$$

— puterea absorbită de inductivitatea de filtrare p'_f :

$$p'_f = u'_f i'_d. \tag{33}$$

Prelucrarea rezultatelor urmăreşte efectuarea analizei armonice (AA), calculul valorilor medii (VM) şi efective (VE), a coeficientului de distorsiune (δ) şi a factorului de vîrf (f_v) pentru toate variabilele. Se evaluează de asemenea în diferite puncte ale sistemului de convertire parametrii energetici şi anume : puterea activă (P), aparentă (S), reactivă (Q), deformantă (D), factorul de putere global (λ), cos φ_1, factorul reactiv (ρ), factorul deformant (τ), conţinutul de fundamentală (g) şi randamentul sistemului, al liniei şi convertorului. Notaţiile din formule sînt date în anexa 1. Relaţiile utilizate sînt prezentate în anexa 2.

Mersul calculului şi al prelucrării rezultatelor se reiau pentru alte valori ale lui P_r' şi apoi ale lui $z_2 = \alpha$.

Anexa 1

NOTAŢII UTILIZATE

- α — unghi de comandă;
- β — unghi de conducţie;
- γ — unghi de comutaţie;
- f — frecvenţa tensiunii alternative;
- $z = \omega t = 2\pi f t$;
- R — rezistenţe;
- L — inductivităţi;
- X — reactanţe;
- litere mici — valori momentane;
- litere mari (fără indice suplimentar) — valori efective;
- indice t — parametrii transformator;
- indice s — parametrii semiconductoare;
- indice d — mărimi de curent continuu;
- indice e — mărimi ale impedanţei de curent alternativ;
- indice f — mărimi filtrare;
- indice m — mărimi maşină de c.c.;
- indice max — valori maxime;
- indice med — valori medii;
- indice sc — mărimi de scurtcircuit;
- ω_m — viteză unghiulară momentană;
- Ω_m — viteză unghiulară, valoare medie;
- P, S, Q, D — puterea activă, aparentă, reactivă, deformantă;
- P_r — putere la arborele maşinii electrice;
- M_0 — cuplul de frecări;
- f_v — factor de vîrf;
- δ — coeficient de distorsiune;
- λ — factor de putere global;
- ρ — factor reactiv;
- τ — factor deformant;
- g — conţinut de fundamentală;
- m_r — cuplul rezistent.

Anexa 2

RELAŢII UTILIZATE LA PRELUCRAREA REZULTATELOR

1. Analiza armonică (AA) :

$$y = Y_0 + \sum_{k=1}^{n} (a_k \cos kz + b_k \sin kz) =$$

$$= Y_0 + \sum_{k=1}^{n} \sqrt{2}\, Y_k \sin(kz - \Phi_k), \qquad (1')$$

$$Y_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y \, dz, \qquad (2')$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \cos kz \, dz, \qquad (3')$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin kz \, dz, \qquad (4')$$

$$Y_k = \sqrt{(a_k^2 + b_k^2)/2}, \qquad (5')$$

$$\Phi_k = -\operatorname{arctg}(a_k/b_k), \qquad (6')$$

2. Valoarea efectivă (VE) :

$$Y = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots} \qquad (7')$$

3. Coeficientul de distorsiune (δ) :

$$\delta = \frac{\sqrt{Y^2 - Y_1^2}}{Y} = \frac{\sqrt{Y_0^2 + Y_2^2 + Y_3^2 + \dots}}{Y}. \qquad (8')$$

4. Factorul de vîrf (f_v) :

$$f_v = \frac{\max(y)}{Y}. \qquad (9')$$

5. Puterea activă (P) :

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{n} U_k I_k \cos \varphi_k. \qquad (10')$$

6. Puterea reactivă (Q) :

$$Q = \sum_{k=0}^{n} U_k I_k \sin \varphi_k, \qquad (11')$$

$$\varphi_k = \Phi_{ki} - \Phi_{ku}. \qquad (12')$$

7. Puterea deformantă (D) :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \qquad (13')$$

8. Factor de putere global (λ):

$$\lambda = P/S. \qquad (14')$$

9. Factor reactiv (ρ):

$$\rho = Q/P. \qquad (15')$$

10. Factor deformant (τ):

$$\tau = D/\sqrt{(P^2 + Q^2)}. \qquad (16')$$

Bibliografie

[1] *Chellamuthu, C., Sastry, V. V.* Simulation of a 1-phase static convertor — DC motor drive system. Electric Machines and Electromechanics, 1981, p. 263—279.

[2] *Dordea, T.* Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[3] *Kelemen, A.* Mutatoare. Editura didactică și pedagogică, București, 1978.

[4] *Krittian, F.* Berechnung von Strömen und Spannungen thyristorgesteuerter Eisenbahn — Triebfahrzeugen. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1971.

[5] *Möltgen, G.* Besondere Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger Brückenschaltung. Siemens Z., nr. 2/1967, p. 127—133.

[6] *Micu, E.* Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat monofazat. Electrotehnica, nr. 9/1968.

[7] *Müller-Lübeck, K.* Gleichrichter in halbgesteuerter Einphasen-Brückenschaltung und Wechselstromsteller. BBC Nachrichten, 1968, p. 136—143.

[8] *Sen, P. C.* Thyristor DC Drives. John Wiley and Sons, New York, 1981.

[9] *Skudelny, H.-Ch.* Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrückenschaltung. Archiv für Elektrotechnik nr. 1/1972 (55), p. 44—56.

[10] *Skudelny, H.-Ch.* Stromrichterschaltungen für Wechselstromtriebfahrzeuge. ETZ-A, 1965, p. 250—259.

CZ 621.317.7.084

MATERIALE STRATIFICATE
TEHNOLOGIE DE FABRICAȚIE

Copolimeri melaminofenoloformaldehidici pentru materiale stratificate

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

În lucrările publicate anterior [1], [2], s-a arătat că prin modificarea polimerilor melaminoformaldehidici cu rășini fenoloformaldehidice se îmbunătățește contracția la presare, precum și proprietățile dielectrice, atît în condiții normale, cît și în medii cu climat tropical. Datorită bunei lor compatibilități cu rășinile fenoloformaldehidice, precum și ușurinței de fabricație a copolimerului melaminofenoloformaldehidic, acestea constituie și astăzi liantul de bază pentru obținerea multor tipuri de materiale stratificate, sub formă de plăci, bare, tuburi etc., [3], [4].

Utilizînd însă, la modificarea rășinilor melaminoformaldehidice, polimeri fenoloformaldehidici cu o structură liniară se obțin materiale stratificate cu proprietăți similare produselor realizate în alte țări, care au o excelentă comportare la ștanțare [4].

Această modificare structurală a făcut ca acești copolimeri să fie folosiți cu succes în fabricația de materiale stratificate ștanțabile, cu rezistență ridicată la flacără, cunoscute în literatura de specialitate sub denumirea de „materiale stratificate tip FR-2" [3], [4], [5], [6].

Copolimerii melaminofenoloformaldehidici se pot obține prin condensarea concomitentă a melaminei și fenolului cu formaldehida, în prezența catalizatorilor bazici [5], [6], sau prin amestecarea polimerilor melaminoformaldehidici cu polimeri fenoloformaldehidici, obținuți fiecare separat [7], [8]. Această ultimă metodă reprezintă în prezent tehnologia cea mai folosită în alte țări.

În lucrările publicate anterior [1], [2], au fost prezentate studiile efectuate la ICPE-București de către autor, în scopul obținerii de noi tipuri de prafuri de presare melaminofenoloformaldehidice necesare pentru industria noastră electrotehnică. De asemenea, în lucrările [1], [2] a fost prezentată comportarea acestor produse în medii cu climate tropicale.

Lucrări experimentale de laborator. Studiile de laborator privind sinteza polimerilor componenți ai copolimerului au fost efectuate de către autor, în anii precedenți, la Întreprinderea de cabluri și materiale electroizolante — București. Ca urmare a acestor studii s-a elaborat tehnologia de preparare a polimerilor melaminoformaldehidici, publicată în lucrarea [9] și a polimerilor fenoloformaldehidici prezentată în lucrarea [10]. Scopul final al studiilor a fost realizarea unui copolimer melaminofenoloformaldehidic care să poată fi utilizat ca liant pentru fabricarea de materiale stratificate, care să posede înalte proprietăți mecanice și electrice, în condiții normale, precum și în medii cu umiditate ridicată și să fie la nivelul produselor fabricate în prezent în alte țări.

Rășina melaminoformaldehidică necesară pentru prepararea copolimerului a fost similară

* Institutul de cercet. șt. și ing. tehnologică ptr. ind. electrotehnică — ICPE — București.

aceleia prezentată în lucrarea [9], și a avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile . . . . . .55—60%;
— viscozitatea soluției cupa Ø — 4mm la temperatura de 20°C . . . . . .14—15 s;
— conținut în formaldehidă liberă . . . . . .0,5—2%;
— timp de gelifiere la temperatura de 160°. . . . .60—100 s;
— timp de stocare la temperatura de 15—30° . . 3 luni.

Prepararea copolimerului s-a făcut într-o stație pilot, de 25 l, prevăzută cu condensator, agitator și instalație automată pentru reglarea și controlul temperaturii. Modul de preparare a copolimerului a fost următorul : în reactorul curat și în stare de funcționare s-a introdus rășina melaminoformaldehidică cu caracteristicile indicate mai înainte și s-a agitat timp de 10—15 minute. Apoi s-a adăugat, la soluția de rășină melaminoformaldehidică, o soluție alcoolică de rășină fenoloformaldehidică, de tip rezol, cu caracteristici similare aceleia prezentate în lucrarea [10], și anume :

— conținut în substanțe nevolatile . . . . . 55—60%;
— conținut în fenol liber . . 10—12%;
— viscozitatea soluției, cupa Ø —4 mm la temperatura de 20°C . . . 25—30 s;
— timp de gelifiere la temperatura de 160°. . . .120—180 s,

și s-a menținut sub agitare timp de 35—45 minute. Soluția obținută astfel, s-a diluat cu alcool, pînă la obținerea unei viscozități, cupa Ø —4 mm de 25...30 s. Soluția de copolimer astfel preparată a avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile . . . . . .50—55%;
— viscozitatea soluției, cupa Ø —4 mm la temperatura de 20°C . . .25—30 s;
— timp de gelifiere, la temperatura de 160°C . .60—100 s.

S-a lucrat la mai multe rapoarte gravimetrice, între polimerul melaminoformaldehidic și fenoloformaldehidic, dintre care cele mai importante au fost cele notate mai înainte cu M1, M2, M3. Proprietățile lacurilor melaminofenoloformaldehidice corespunzătoare rapoartelor gravimetrice M1, M2 și M3 sînt prezentate în tabelul 1.

Cu lacurile melaminofenoloformaldehidice, tip M1, M2 și M3, prezentate în tabelul 1, s-au impregnat bucățele de hîrtie electroizolate, tip sulfat (kraft), STAS 6026/69, cu dimensiunile de 250 × 250 mm. S-au obținut hîrtii impregnate, notate cu HM1, HM3 și HM3. Uscarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat timp de 5...7 minute într-o etuvă ventilată, la temperatura

Tabelul 1

Proprietățile lacurilor melaminofenoloformaldehidice în funcție de raportul gravimetric între componenți

Nr. crt.	Denumira caracteristicii	Raportul dintre componenți		
		M1	M2	M3
1	Raportul în greutate	0,40	1,50	2,30
2	Conținutul în substanțe nevolatile, %	54,5	53,1	50,5
3	Viscozitatea, cupa O—4 mm la temperatura de 20°C, s	25,6	27,3	29,8
4	Timpul de gelifiere, la temperatura de 160°C	17	96	65,5
5	Durata de stocare a lacului, la temperatura de 25—35°C, zile *	190	95	35

* determinări în vase de sticlă

de 90...95°. Hîrtiile impregnate și uscate au avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină uscată (încărcarea) . . . .35—60%;
— conținutul în substanțe volatile . . . . . 3—6%;
— „flow test" sau curgerea la temperatură și sub presiune . . . . . .10—15%;

Hîrtiile impregnate și uscate s-au presat într-o presă de laborator de 30 t, în următoarele condiții :

— temperatura de presare . . 135—165°;
— presiunea specifică . . . . 85—95 kgf/cm²;
— timp de presare. . . .1,5—20 min/mm.

S-au obținut materiale stratificate notate în prezenta lucrare cu SM1, SM2 și SM3, cu caracteristicile principale prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

Proprietățile materialelor stratificate obținute cu lacurile melaminofenoloformaldehidice tip M1, M2 și M3

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Material stratificat tip :		
		SM1	SM2	SM3
1	Absorbția de apă, mg *	15,8	13,4	10,3
2	Rezistența la flacără **	V10	Vo	Vo
3	Rezistența la compresiune, kgf/cmp			
	— perpendicular pe straturi	2 650	3 230	3 100
	— paralel cu straturile	1 865	3 000	2 050
4	Rezistența la arc electric, s	50	110	150
5	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice			
	— la 50 Hz	0,035	0,025	0,015
	— la 1 MHz	0,015	0,010	0,010

* determinări pe bucățele cu dimensiunile de 50 × 50 × grosime, mm.
** cifra după V, indică timpul de stingere, în s.
*** determinări conform ASTM D-495—80.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 2, se constată următoarele:

— cea mai mică absorbţie de apă se obţine cu copolimerul M3, care are cel mai mare conţinut în răşină melaminoformaldehidică, iar cea mai mare cu aceea care conţine cea mai mare cantitate de răşină fenoloformaldehidică, M1;

— rezistenţa la compresiune cea mai mare se obţine cu copolimerul M2, care conţine cantităţi echivalente de macromolecule polimere, fapt ce indică că produsul are structura cu gradul cel mai mare de reticulare;

— rezistenţa la flacără şi la arcul electric, cresc cu creşterea conţinutului în răşină melaminoformaldehidică, şi la un conţinut echivalent de macromolecule ea devine corespunzătoare celor mai drastice norme, adică produsul nu arde;

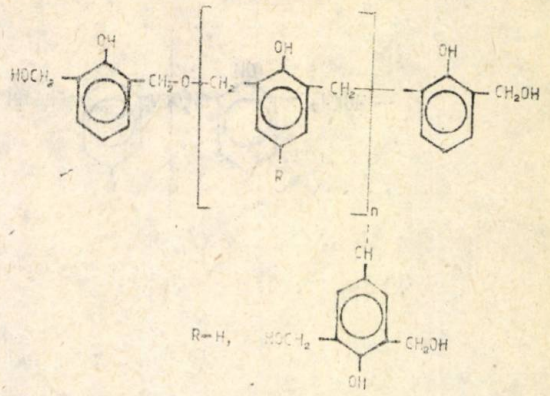
— tangenta unghiului de pierderi dielectrice creşte cu scăderea conţinutului în răşină melaminoformaldehidică, şi deci cele mai bune rezultate sînt obţinute cu copolimerul M3.

Lucrări experimentale industriale

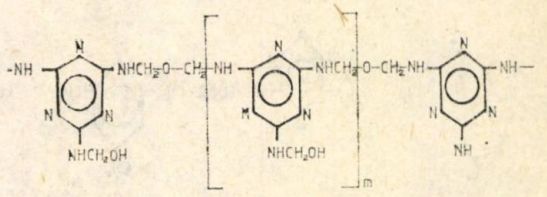
Materialele stratificate ce au avut ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, tip M1 şi M3 au fost experimentate şi aplicate industrial. Liantul melaminofenoloformaldehidic M2 fiind rezervat pentru fabricaţia de materiale stratificate cu o înaltă duritate, ca şi pentru prafuri de presare şi amestecuri de presare cu bune proprietăţi mecanice şi electrice, necesare pentru climate tropicale.

În cele ce urmează se prezintă studiile industriale efectuate de autor în scopul aplicării industriale a cercetărilor de laborator, la fabricarea materialelor stratificate.

1. Material stratificat avînd ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, M1. În lucrarea publicată anterior [11], s-au prezentat studiile efectuate pentru obţinerea unui material stratificat cu suport hîrtie tip sulfat, recomandat în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice pentru tensiuni şi frecvenţe medii şi înalte. S-a arătat, de asemenea, că liantul melaminofenoloformaldehidic se fabrică la ICME-Bucureşti sub denumirea de „lac melaminofenoloformaldehidic C-94". Se menţionează în prezenta lucrare că lacul melaminofenoloformaldehidic, C—94, este corespunzător raportului M1. Aşa cum s-a arătat în partea I a lucrării, acesta se obţine prin amestecarea de polimeri fenoloformaldehidici, cu o structură similară celui prezentat în lucrarea [10], şi redată în prezenta lucrare, prin formula chimică notată cu „structura A", cu polimeri melaminoformaldehidici care au o structură similară celei prezentate în lucrarea [9], şi dată în prezenta lucrare prin formula chimică notată cu „structura B". Lacul melaminofenoloformaldehidic, C-94, s-a folosit la impregnarea hîrtiei de impregnare tip sulfat, STAS 6029—69, pe o maşină de impregnare tip „VITS", la o temperatură (in funcţie de zona de uscare a maşinii), de 105...140°, şi la o viteză de impregnare de 15...25 m/min. Detalii privind obţinerea hîrtiei impregnate



Structura A



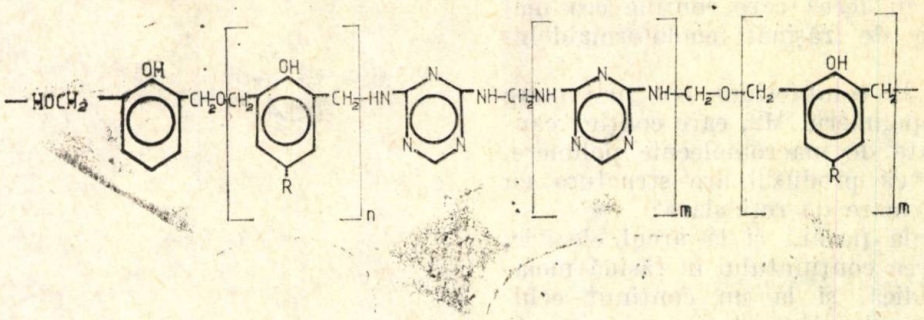
Structura B

au fost prezentate în lucrarea [11]. S-a obţinut o hîrtie impregnată tip Hi-25, cu următoarele caracteristici principale:

— conţinut în răşină uscată (încărcarea) . . . . . 35—45%;
— conţinut în substanţe volatile . . . . . 4—6%;
— flow test (curgerea la temperatură şi sub presiune) . . . . . 10—15%.

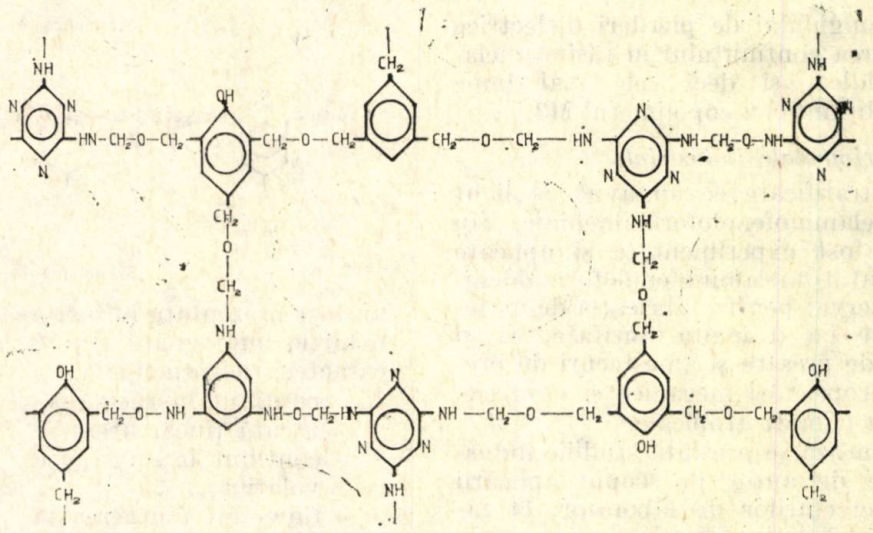
În această fază a reacţiei copolimerul melaminofenoloformaldehidic M1 are o structură chimică probabilă, asemănătoare formulei notate cu structura C_1. La o temperatură de uscare, a hîrtiei impregnate, mai mare de 140°, se elimină formaldehida din lanţul copolimerului, prezentat în formula chimică prezentată mai jos. Hîrtia astfel pregătită se poate presa la temperaturi mai mari de 160°C, fără însă a exista pericolul eliminării de formaldehidă, manifestată prin închiderea la culoare a materialului stratificat, datorită formării de noi legături structurale avînd formula chimică „structura D_2". Condiţiile de presare ale materialului stratificat au fost prezentate în lucrarea mai înainte menţionată [11]. În tabelul 3 se prezintă principalele proprietăţi fizico-mecanice şi electrice ale materialului stratificat. Materialul stratificat se fabrică la ICME-Bucureşti sub denumirea de „straticel HS5", corespunzînd STAS 7144—80 şi, respectiv, DIN 7735—80. Alte proprietăţi ale materialului stratificat „straticel HS5" sînt date în lucra-

rea [11]. Comportarea la medii climatice este deasemeni prezentată în lucrarea [11]. Lacul melaminofenoloformaldehidic se mai folosește în prezent la fabricarea materialului stratificat placat cu cupru tip FR-2. Ca hîrtii de suprafață „antiaderente" la fabricarea altor tipuri de materiale stratificate („straticel HS3" etc.) se folosesc hîrtii impregnate și flexibilizate cu acizi grași conform lucrării [12].



R—H.

Structura C_1



Structura D_1

2. Materiale stratificate, prafuri de presare și amestecuri de presare

Studii privind obținerea unui material stratificat în fază de laborator, avînd ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic M2 au fost prezentate în lucrarea publicată anterior [13].

Rezultatele cercetării nu s-au putut finaliza deoarece în prezent nu se dispune de o hîrtie alfa celuloză cu rezistență satisfăcătoare pentru a se putea impregna pe mașini automate de impregnare. La uscarea pe hîrtie, copolimerul melaminofenoloformaldehidic are o structură probabilă asemănătoare „structurii C_1". Asemenea structură se obține prin uscarea hîrtiei la o temperatură de 95...105°C.

Studiile de laborator privind obținerea unor prafuri și amestecuri de presare, avînd ca liant un copolimer corespunzător raportului M2, au fost prezentate în lucrările publicate anterior [1], [2]. Structura polimerilor componenți ai amestecului copolimer a fost de asemenea indicată în lucrările [9], [10], și este corespunzătoare acelora prezentați mai înainte la raportul M1. Pasta uscată, de prafuri și amestecuri de presare, corespunde teoretic unui copolimer cu o structură chimică asemănătoare, formulată prin „structura C_1". S-a formulat această structură deoarece la uscarea produsului are loc o eliminare de formaldehidă. Aceasta rezultă în timpul uscării produsului atît în uscătoarele cu vid cît și cele cu circulație de aer uscat, la o temperatură de 85...110°. Asemenea produse sînt prevăzute a se fabrica în anii următori.

Conform celor arătate în lucrările menționate mai înainte, presarea produselor se poate executa la temperaturi de circa 160°, fără o eliminare de formaldehidă [1], [2]. În această fază copolimerul melaminofenoloformaldehidic, M2, are o structură chimică probabilă formulată prin „structura D_2".

3. Materiale stratificate avînd ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic M3

În lucrările publicate anterior [4], [13], s-au dat indicații privind obținerea de materiale

Tabelul 3

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport hîrtie şi liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, M1

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Valori obţinute
1	Absorbţia de apă, %	
	— după menţinere timp de 4 zile	0,87
	— după menţinere timp de 8 zile	1,31
2	Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	
	— în direcţia longitudinală	2517,5
	— în direcţia transversală	1873,2
3	Rezistenţa la şoc, kgf · cm/cm²	
	— în direcţie longitudinală	25,7
	— în direcţie transversală	19,3
4	Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	
	— perpendicular pe straturi	2500,3
	— paralel cu straturile	1715,8
5	Rezistenţa la despicare, kgf	286,5
6	Rigiditatea dielectrică *, kV/mm	
	— după 1 minut la 90°	20,3
	— după 30 minute la 90°	17,9
7	Tensiunea de străpungere *, kV	
	— în ulei la temperatura de 20°	65
	— în ulei la temperatura de 90°	60
8	Rezistenţa la arc electric **, s	65
9	Rezistenţa la flacără ***, s	10
10	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice	
	— la 50 Hz	0,0358
	— la 1MHz	0,0215

* în ulei de transformator;
** conform normei ASTM D495;
*** se autostinge după îndepărtare de sursă.

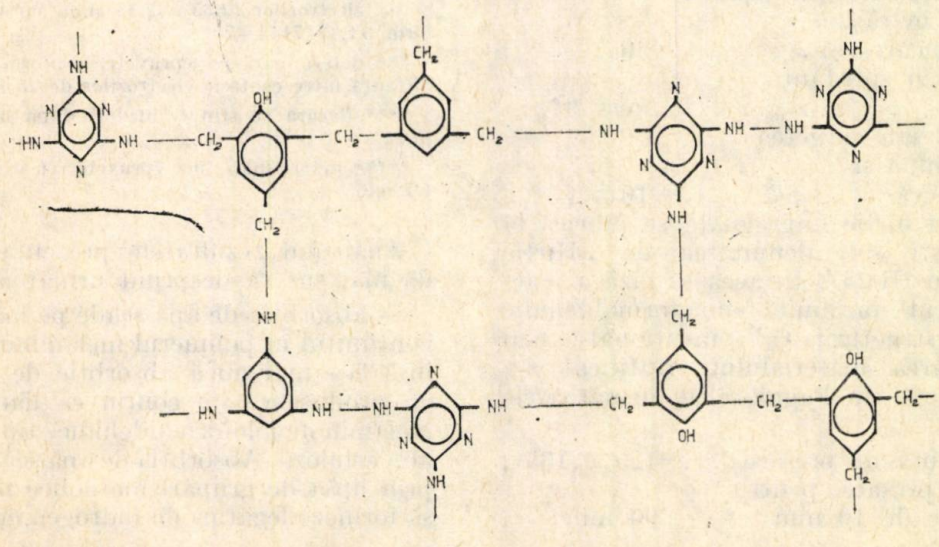
Tabelul 4

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport ţesătură şi liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, tip M3

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Valori obţinute
1	Absorbţia de apă, %	
	— după menţinere timp de 4 zile	0,35
	— după menţinere timp de 8 zile	0,51
2	Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	
	— în direcţia longitudinală	1708,3
	— în direcţia transversală	1395,4
3	Rezistenţa la şoc, kgf · cm/cm²	
	— în direcţia longitudinală	43,5
	— în direcţia transversală	33,7
4	Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	
	— perpendicular pe straturi	2850,7
	— paralel cu straturile	1745,2
5	Rezistenţa la despicare, kgf	> 500
6	Rigiditatea dielectrică, kV/mm	
	— după 1 minut în ulei la 20°	20,7
	— după 30 minute în ulei la 20°	18,3
	— după 1 minut în ulei la 90°	12,1
	— după 30 minute în ulei la 90°	11,7
7	Tensiunea de străpungere, kV.	
	— în ulei la temperatura de 20°	52,5
	— în ulei la temperatura de 90°	44,5
8	Rezistenţa la arc electric, s	126
9	Rezistenţa la flacără	Vo
10	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice	
	— la 50 Hz	0,0253

stratificate avînd ca liant un copolimer melaminofenoloformaldehidic, M3 şi ca suport hîrtie tip sulfat sau ţesături textile. S-a arătat de asemenea că liantul melaminofenoloformaldehidic corespunzător raportului M3, se fabrică la ICME-Bucureşti sub denumirea de „lac melaminofenoloformaldehidic C-93". Totodată s-a arătat mai înainte că acesta se obţine prin amestecarea de polimeri melaminoformaldehidici cu o structură similară celei prezentate în lucrarea [9], şi redată în această lucrare prin formula chimică „structura B" cu polimeri fenoloformaldehidici de tipul celor prezentaţi în lucrarea [10] şi reluată de prezenta prin formula chimică „structura A". Lacul melaminofenoloformaldehidic s-a folosit impregnarea ţesăturilor textile. Pentru impregnarea ţesăturilor s-a folosit o maşină de impregnare, tip D_2 o temperatură de uscare în funcţie de zonă de 85...105° şi o viteză de impregnare 1,5...2 m/min.

STRUCTURA D_2



Detalii privind obținerea țesăturilor impregnate au fost prezentate în lucrarea [13].

S-au obținut țesături impregnate uscate cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină uscată (încărcare) . . . . . .52...55%;
— conținut în substanțe volatile . . . . . .max 9%;
— flow test sau curgerea la temperatură și sub presiune . . . . . .10...15%.

În această fază a reacției copolimerul melaminofenoloformaldehidic tip M3 are o structură chimică probabilă, conform formulei chimice notate cu „structura C_1". Condițiile de presare ale materialului stratificat au fost deasemeni prezentate în lucrarea [13]. În tabelul 4 se prezintă principalele proprietăți ale materialelor stratificate fabricate în prezent la ICME-București sub denumirea de „Stratitex ST-4". Acesta corespunde C.S. 25—80. Alte proprietăți ale materialului stratificat tip „Stratitex ST-4" sînt date în lucrarea mai înainte menționată [13]. În această fază liantul melaminofenoloformaldehidic tip M3, are probabil formula chimică desemnată în prezenta lucrare prin „structura D_1".

Un alt material stratificat avînd ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic tip M3, și suport hîrtie tip sulfat este prezentat în cele ce urmează : Lucrările experimentale s-au efectuat la ICME-București în cursul anilor 1979/1980. Pentru impregnare s-a folosit hîrtie de impregnare conform STAS 6029—69, și ca liant lacul melaminofenoloformaldehidic C-93, corespunzător raportului M3. Impregnarea hîrtiei s-a făcut pe o mașină de impregnare tip IMPLA, în următoarele condiții :

— temperatura de uscare Z1 . 85...95°;
— temperatura de uscare, Z2 . 100...105°;
— temperatura de uscare, Z3 . 115...120°;
— viteza de impregnare . .15...25 m/min.

Hîrtiile impregnate obținute au avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină uscată (încărcare) . . . . . .50...55%;
— conținut în substanțe volatile . . . . . .max 9%;
— flow test sau curgerea sub presiune și temperatură . . . . . .10...15%.

Acest tip de hîrtie impregnată se fabrică la ICME-București sub denumirea de „Hîrtie impregnată tip Hi-25". În această fază a reacției copolimerul melaminofenoloformaldehidic corespunde „structurii C_1" menționate mai înainte. Presarea materialului stratificat s-a făcut pe o presă tip Pagnioni, în următoarele condiții :

— temperatura de presare . . 125...135°;
— timp de presare, pentru o grosime de 10 mm 90 min;
— presiunea specifică
— inițial 20 minute . . . . 85 kgf/cm²;
— restul timpului . . . . 95 kgf/cm².

S-a obținut un material stratificat cu excelente proprietăți fizico-mecanice și electrice, ce sînt prezentate în tabelul 5. În această fază de reacție copolimerul melaminofenoloformaldehidic, M3, are o structură chimică corespunzătoare „structurii D2", menționate mai înainte.

Tabelul 5

Proprietățile materialelor stratificate cu suport hîrtie și liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, tip M3

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Valori obținute
1	Absorbția de apă *, %	
	— după menținere 4 zile	0,29
	— după menținere 8 zile	0,35
2	Rezistența la încovoiere, kgf/cm²	
	— în direcție longitudinală	1960,5
	— în direcție transversală	1631,3
3	Rezistența la șoc, kgf · cm/cm²	
	— în direcție longitudinală	23,8
	— în direcție transversală	17,4
4	Rezistența la compresiune, kgf/cm²	
	— perpendicular pe straturi	3567,3
	— paralel cu direcția straturilor	1965,7
5	Rezistența la despicare, kgf	358,6
6	Rigiditatea dielectrică **, kV/mm	
	— 1 minut în ulei la 20°	16,2
	— 30 minute în ulei la 20°	16,2
	— 1 minut în ulei la 90°	15,4
	— 30 minute în ulei la 90°	15,3
7	Tensiunea de străpungere ***, kV	
	— în ulei la temperatura de 20°	60,7
	— în ulei la temperatura de 90°	60,3
8	Rezistența la arc electric, s	130
9	Rezistența la flacără ****	Vo
10	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice *****	
	— la 50 Hz	0,0163
	— la 1 MHz	0,0103

* determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 × gros. mm.

** perpendicular pe direcția straturilor, distanța între marginile electrozilor, 2,35...2,55 mm, epruvete reduse, conform STAS 7144—70.

*** determinări pe epruvete, conform STAS 7144—70, distanța între centrele electrozilor de 25 mm.

**** flacăra se stinge imediat după îndepărtarea de la sursă.

***** determinări pe epruvete cu o grosime de 1,5... 1,7 mm.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelele de mai sus se desprind următoarele :

— absorbția de apă scade pe măsură ce crește conținutul în polimerul melaminoformaldehidic, însă cea mai mică absorbție de apă se obține cu produsele care conțin ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic, tip M2, și suport alfa celuloză. Absorbția de apă scăzută se explică prin lipsa de grupări metilolice libere, capabile să formeze legături de hidrogen cu apa. Grupele

metilolice pot de asemenea să reacționeze cu grupările metilolice prezente în celuloză ;

— înalta rezistență la compresiune a produselor și în special a acelora, care conțin ca liant copolimerul melaminofenoloformaldehidic de tip M2, este explicată prin faptul că numărul de macromolecule reactante din fiecare polimer este egal ca mărime și ca reactivitate. Acestea, în final, formează o rețea cu o structură perfectă, fără grupe reactive libere ;

— proprietățile mecanice și electrice sînt dependente de natura suportului de armare cît și de calitatea acestuia. Cu cît calitatea materialului de armare este mai bună, cu atît proprietățile produselor fabricate cu acesta sînt mai bune ;

— proprietățile electrice ale produselor finite cresc cu cît crește conținutul în rășină melaminoformaldehidică. Se exceptează însă dela această regulă tensiunea de străpungere și deci în mod implicit rigiditatea dielectrică, care este dependentă de conținutul de rășină fenoloformaldehidică în copolimer ;

— comportarea la climate tropicale este de asemenea dependentă de conținutul rășină melaminoformaldehidică. Cu cît aceasta este mai mare cu atît rezistența la flacără, la arcul electric și la curenți de scurgere este mai bună.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte în lucrare se desprind următoarele concluzii :

1. Proprietățile produselor obținute cu copolimerul melaminofenoloformaldehidic sînt dependente de raportul dintre cei doi componenți de reacție și anume :

— cu cît crește conținutul în rășină melaminoformaldehidică cu atît crește rezistența la arcul electric, la flacără, și la curenți scurgere, nedepășind însă valorile obținute cu rășina melaminoformaldehidică ;

— tensiunea de străpungere este dependentă de conținutul în rășină fenoloformaldehidică. Valori maxime sînt obținute cu un conținut în rășină fenoloformaldehidică de peste 50% ;

— rezistența la compresiune este dependentă de raportul dintre cei doi componenți reactanți. Cele mai dure produse sînt obținute cu copolimerul în care raportul este M2 ;

— comportarea la climat tropical este dependentă de raportul dintre cei doi componenți. Cea mai bună comportare la climat tropical e obținută cu copolimerul cu raportul M2, și umplutură alfa celuloză.

2. Prin modificarea fiecăruia dintre componenți se îmbunătățesc unele dintre proprietăți specifice, sau apar altele noi pe care unul din polimeri nu le-a avut inițial.

— se micșorează contracția la presare a polimerului melaminoformaldehidic ;

— crește rezistența la climate tropicale a fiecărui component în parte, depășind astfel cele mai bune materiale realizate cu polimeri și umpluturi speciale ;

— polimerul fenoloformaldehidic devine rezistent la flacără, la arcul electric și la curenți de scurgere, proprietăți esențiale pentru polimeri utilizați în electrotehnică și electronică.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr., Murgu, Md.* ș.a. Materiale de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice. În Materiale Plastice, **4**, nr. 2, 1967, p. 57.

[2] *Nicola, Gr.* ș.a. Materiale de presare pe bază de rășini melaminoformaldehidice pentru climat tropical. În : Materiale Plastice, **4**, nr. 6, 1967, p. 294.

[3] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 75.773/79. Procedeu pentru obținerea de materiale stratificate folosite în electrotehnică.

[4] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 79501/80. Procedeu pentru fabricarea de materiale electroizolante.

[5] Chemical Abstracts, 81, p. 106.760 v.

[6] Chemical Abstracts, 81, p. 170.028 t.

[7] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 62.047/77 „Procedeu pentru obținerea unor prafuri de presare și materiale stratificate folosite în electrotehnică.

[8] Chemical Abstracts, p. 107.101 f.

[9] *Nicola, Gr.* Rășini melaminoformaldehidice pentru electrotehnică. În : Electrotehnica, **31**, nr. 1, 1983, p. 20.

[10] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de rășini fenoloformaldehidice pentru materiale stratificate. În : Materiale Plastice, **16**, nr. 3, 1979, p. 153.

[11] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică. În : Electrotehnica, **29**, nr. 1, 1981, p. 28.

[12] *Nicola, Gr.* ș.a. Brevet RSR 49.114/67. Procedeu pentru obținerea unor prafuri de presare pentru electrotehnică.

[13] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică. În : Electrotehnica, **31**, nr. 7, 1983, p. 286.

CZ 621.317.75

OSCILOMOTOR LINIAR
MODELARE ANALITICĂ
VARIABILĂ DE STARE

Modelarea unui oscilomotor cu mișcare de translație, prin intermediul unui procedeu numeric de liniarizare temporală

SILVIU DARIE, TIBERIU COLOȘI, HORIA BĂLAN, DORIN ISOC* — CLUJ-NAPOCA

În instalațiile pentru testarea la vibrații mecanice a echipamentelor, oscilomotorul cu mișcare de translație reprezintă sursa de energie mecanică vibrantă [1, 2].

În lucrarea [2] s-a prezentat oscilomotorul liniar utilizat de autori, pentru care s-au expus și ecuațiile de funcționare — figura 1.

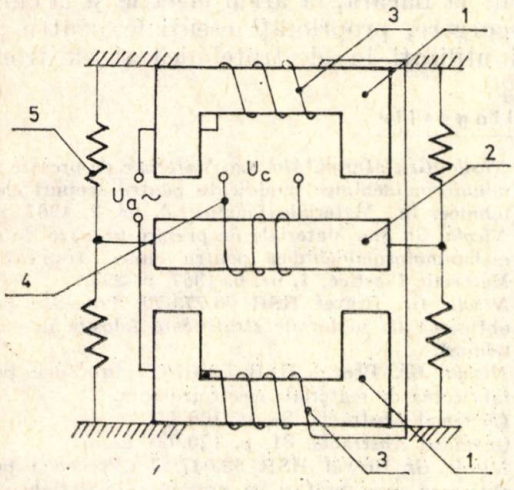


Fig. 1. Schița oscilomotorului cu mișcare de translație: 1 — statorul; 2 — armătura mobilă; 3 — înfășurările de lucru; 4 — înfășurarea de premagnetizare.

Ecuațiile care caracterizează funcționarea oscilomotorului, considerat ca un sistem electromecanic de conversie a energiei cu două grade de libertate — unul electric și unul mecanic — sînt [2]:

$$U_a = R_a i_a + N_a \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\{\Phi\delta_1 - \Phi\delta_2\}, \tag{1}$$

$$U_c = R_c\, i_c + N_c \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\{\Phi\delta_1 + \Phi\delta_2\}, \tag{2}$$

$$M\,\frac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2} + K_e\, x + mg = F_{el}, \tag{3}$$

$$F_{el} = \frac{1}{\mu_0 A_0}(\Phi^2_{\delta_1} - \Phi^2_{\delta_2}). \tag{4}$$

Ecuațiile (1), (2) și (4), se mai pot scrie:

$$U_a = R_a\, i_a + N_a \cdot \frac{\mathrm{d}\Phi_D}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

$$U_c = R_c\, i_c + N_c \cdot \frac{\mathrm{d}\Phi_\Sigma}{\mathrm{d}t}, \tag{6}$$

$$F_{el} = \frac{1}{\mu_0 A_0}\,\Phi_D \cdot \Phi_\Sigma, \tag{7}$$

unde s-a notat cu:

R_a, R_c — rezistențele înfășurării de lucru, respectiv de premagnetizare;

U_a, U_c — tensiunile aplicate înfășurării de lucru, respectiv de premagnetizare;

N_a, N_c — numărul de spire al înfășurării de lucru, respectiv de premagnetizare;

A_0 — secțiunea întrefierului util;

$\Phi_\Sigma = \Phi\delta_1 + \Phi\delta_2$;

$\Phi_D = \Phi\delta_1 - \Phi\delta_2$;

M — masa totală în mișcare ($M = m + m_{\text{instalație}}$);

m — masa ce se vibrează.

Prin simple operații algebrice, ecuațiile de funcționare ale oscilomotorului se pot aduce la forma:

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_D}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{N_a}\cdot U_a - \frac{R_a\, l_0}{\mu_0 A_0 N_a^2}\cdot \Phi_D + \frac{R_a}{\mu_0 A_0 N_a^2}\cdot x\cdot \Phi_\Sigma, \tag{8}$$

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_\Sigma}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{N_c}\cdot U_C - \frac{R_C\, l_0}{\mu_0 A_0 N_a^2}\,\Phi_\Sigma + \frac{R_C}{\mu_0 A_0 N_c^2}\cdot x\cdot \Phi_D, \tag{9}$$

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = v, \tag{10}$$

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\mu_0 A_0 M}\,\Phi_D\Phi_\Sigma - \frac{K_e}{M}\,x - \frac{m}{M}\cdot g. \tag{11}$$

* Institutul politehnic Cluj-Napoca, facultatea de Electrotehnică.

Dacă se ia în considerație umflarea liniilor de cîmp, atunci $A_0 = c \cdot A$, în care A este secțiunea polului, iar c este factorul de umflare a liniilor de cîmp.

1. Modelarea prin intermediul variabilelor de stare

Dacă în sistemul de ecuații (8)...(11) se introduc notațiile :

$$C_1 = \frac{1}{N_a}, \quad C_2 = \frac{R_a l_0}{c\mu_0 A N_a^2}, \quad C_3 = \frac{R_a}{c\mu_0 A N_a^2},$$

$$C_4 = \frac{1}{N_c}, \quad C_5 = \frac{R_c l_0}{c\mu_0 A N_c^2}, \quad C_6 = \frac{R_c}{c\mu_0 A N_c^2},$$

$$C_7 = \frac{1}{c\mu_0 A M}, \quad C_8 = \frac{K_e}{M}, \quad C_9 = \frac{m}{M} \cdot g,$$

$$C_{10} = \frac{l_0}{c\mu_0 A N_a}, \quad C_{11} = \frac{1}{c\mu_0 A N_a}, \quad C_{12} = \frac{l_0}{c\mu_0 A N_c},$$

$$C_{13} = \frac{1}{c\mu_0 A N_c}$$

și :

$$C_{14} = \frac{1}{c\mu_0 A},$$

iar variabilele de stare se definesc prin $x_1 = \Phi_D = \Phi\delta_1 - \Phi\delta_2$, $x_2 = \Phi_\Sigma = \Phi\delta_1 + \Phi\delta_2$, $x_3 = x$ și $x_4 = v = \dot{x}$, atunci oscilomotorul poate fi modelat prin sistemul de ecuații :

$$\dot{x}_1 = C_1 U_a - C_2 x_1 + C_3 x_2 x_3 = F_1(U_a, x_1, x_2, x_3); \quad (12)$$

$$\dot{x}_2 = C_4 U_c - C_5 x_2 + C_6 x_1 x_3 = F_2(U_c, x_1, x_2, x_3); \quad (13)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (14)$$

$$\dot{x}_4 = C_7 x_1 x_2 - C_8 x_3 - C_9 = F_4(x_1, x_2, x_3). \quad (15)$$

Pentru o aplicație particulară, cele două tensiuni de alimentare se consideră $U_a = U_{am} \sin \omega t$ și $U_c = \text{const.}$

Sistemul de ecuații (12)...(15) se poate transcrie vectorial :

$$\dot{x} = F, \quad (16)$$

unde :

$$\dot{x}^T = \left| \dot{x}_1 \middle| \dot{x}_2 \middle| \dot{x}_3 \middle| \dot{x}_4 \right|, \quad (17)$$

și :

$$F = \left| \begin{array}{c} F_1(U_a, x_1, x_2, x_3) \\ \hline F_2(U_c, x_1, x_2, x_3) \\ \hline x_4 \\ \hline F_4(x_1, x_2, x_3) \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} F_1 \\ \hline F_2 \\ \hline x_4 \\ \hline F_4 \end{array} \right|, \quad (18)$$

cu observația că $F_1(U_a, x_1, x_2, x_3)$, $F_2(U_c, x_1, x_2, x_3)$ și $F_4(x_1, x_2, x_3)$, avînd în componență produse de variabile de stare, corespund unor funcții algebrice neliniare.

Ca urmare (12)...(15) și (16) reprezintă o modelare analogică a oscilomotorului, în raport cu variabilele de stare definite mai sus.

2. Rezolvarea ecuației vectoriale (16)

Pentru stabilirea vectorului de stare x, se integrează (16) conform unui procedeu numeric de liniarizare temporală, expus în [3...7], și prezentat rezumativ în anexa 1, respectiv :

$$\int_{t_k - \delta t}^{t_k + \delta t} \dot{x}\, dt = \int_{t_k - \delta t}^{t_k + \delta t} F\, dt, \quad (19)$$

care se dezvoltă sub forma :

$$\sum_{j=0}^{3} \sigma_{11j} x_{k-j} \cong \Delta t \sum_{j=0}^{3} \sigma_{10j} F \quad (20)$$

și din care rezultă :

$$x_k \cong g_{x,k} F_k + h_{x,k}. \quad (21)$$

Scalarul :

$$g_{x,k} = \Delta t \cdot \frac{\sigma_{100}}{\sigma_{110}}, \quad (22)$$

este coeficientul de transfer în momentul t_k, iar :

$$h_{x,k} = \frac{1}{\sigma_{110}} \sum_{j=1}^{3} (\Delta t \cdot \sigma_{10j} F_{k-j} - \sigma_{11j} x_{k-j}), \quad (23)$$

este vectorul răspunsului liber, în momentul t_k.

Coeficienții σ_{10j} și σ_{11j}, ($j = 0, 1, 2, 3$) prezintă valorile :

$$\sigma_{100} = \frac{26}{24}, \quad \sigma_{101} = -\frac{5}{24}, \quad \sigma_{102} = \frac{4}{24},$$

$$\sigma_{103} = -\frac{1}{24}, \quad \sigma_{110} = \frac{15}{8}, \quad \sigma_{111} = -\frac{25}{8},$$

$$\sigma_{112} = \frac{13}{8}, \quad \sigma_{113} = -\frac{3}{8}. \quad (24)$$

Rezultă formula generală (21), pentru $j = 0, 1, 2, 3$, exprimată vectorial :

$$x_k \cong \frac{\Delta t}{45}(26\,F_k - 5F_{k-1} + 4F_{k-2} - F_{k-3}) +$$

$$+\frac{1}{15}(25\,x_{k-1} - 13x_{k-2} + 3x_{k-3}). \qquad (25)$$

Deoarece $F_k = F(x_{1k}, x_{2k}, x_{3k})$, unde x_{1k}, x_{2k} și x_{3k} sînt necunoscute care intră și în componența vectorului x_k, se convine la următorul algoritm predictor-corector, pentru rezolvarea lui (25) :
iterația de predicție :

$$x_{k(0)} = g_{x,k}\,F_{k(\varepsilon)} + h_{x,k}, \qquad (26)$$

iterația de corecție 1 :

$$x_{k(1)} = g_{x,k}\,F_{k(0)} + h_{x,k}, \qquad (27)$$

iterația de corecție 2 :

$$x_{k(2)} = g_{x,k}\,F_{k(1)} + h_{x,k}, \qquad (28)$$

— — — — — — — — — — — — — — —

iterația de corecție n :

$$x_{k(n)} = g_{x,k}\,F_{k(n-1)} + h_{x,k}. \qquad (29)$$

Vectorul extrapolat :

$$F_{k(\varepsilon)} \cong \sum_{j=1}^{3} \varepsilon_{0j}\,F_{k-j} = 3F_{k-1} - 3F_{k-2} + F_{k-3}, \qquad (30)$$

se introduce în (26) respectiv (25), rezultînd iterația de predicție (26), care devine :

$$x_{k(0)} = \frac{\Delta t}{45}(73F_{k-1} - 74F_{k-2} + 25F_{k-3}) +$$

$$+\frac{1}{15}(25x_{k-1} - 13x_{k-2} + 3x_{k-3}) \qquad (31)$$

și care este util și la startul calculelor.

Elementele calculate $x_{1k(0)}$, $x_{2k(0)}$ și $x_{3k(0)}$ din componența vectorului de stare prezis $\mathbf{x}_{k(0)}$, permit stabilirea vectorului prezis $F_{k(0)} = F(x_{1k(0)}, x_{2k(0)}, x_{3k(0)})$, care se introduce în (27), rezultînd prima formă corectată $\mathbf{x}_{k(0)}$. Elementele $x_{1k(1)}$, $x_{2k(1)}$, $x_{3k(1)}$ astfel calculate, asigură determinarea primei forme corectate a vectorului $F_{k(1)} = F(x_{1k(1)}, x_{2k(1)}, x_{3k(1)})$, care apoi se introduce în (28), rezultînd a doua formă corectată $x_{k(2)}$ etc. Aceste iterații corectoare pot fi oprite dacă toate elementele vectorului diferență $x_{k(m)} - x_{k(n-1)}$ sînt suficient de mici.

Algoritmul expus mai sus, pentru calculul vectorului de stare, prin predicție, urmat de două iterații corectoare, se prezintă în schema logică din anexa 2, iar stabilirea condițiilor inițiale x_{k-1}, x_{k-2}, x_{k-3} poate fi urmărită în aceeași anexă.

3. Modelarea liniarizată prin variabile de stare

Modelarea sistemului neliniar din (12...15) și (16) prin sistemul matriceal liniarizat :

$$\dot{x}_k = A_k x_k + B_k i_k + L_k,$$

$$e_k = C_k x_k + D_k i_k, \qquad (32)$$

se bazează — pentru cazul particular al exemplului considerat — pe următoarele aproximări ale produselor :

$$x_{1k} \cdot x_{2k} = \frac{1}{2}(x_{2k(\varepsilon)} \cdot x_{1k} + x_{1k(\varepsilon)} \cdot x_{2k}) =$$

$$= g_{21k}\,x_{1k} + g_{12k} \cdot x_{2k},$$

$$x_{2k} \cdot x_{3k} = \frac{1}{2}(x_{3k(\varepsilon)} \cdot x_{2k} + x_{2k(\varepsilon)} \cdot x_{3k}) =$$

$$= g_{32k}\,x_{2k} + g_{23k}\,x_{3k}, \qquad (33)$$

$$x_{3k} \cdot x_{1k} = \frac{1}{2}(x_{1k(\varepsilon)} \cdot x_{3k} + x_{3k(\varepsilon)} \cdot x_{1k}) =$$

$$= g_{13k}\,x_{3k} + g_{31k}\,x_{1k},$$

unde :

$$x_{1k(\varepsilon)} = \sum_{j=0}^{\omega_\varepsilon} \varepsilon_{0j} \cdot x_{1,k-j}\,; \quad x_{2k(\varepsilon)} = \sum_{j=0}^{\omega_\varepsilon} \varepsilon_{0j} \cdot x_{2,k-j}\,;$$

$$x_{3k(\varepsilon)} = \sum_{j=0}^{\omega_\varepsilon} \varepsilon_{0j} \cdot x_{3,k-j}\,; \quad g_{21k} = \frac{1}{2}\,x_{2k(\varepsilon)}\,;$$

$$g_{12k} = \frac{1}{2}\,x_{1k(\varepsilon)}\,; \quad g_{32k} = \frac{1}{2}\,x_{3k(\varepsilon)}\,;$$

$$g_{23k} = \frac{1}{2}\,x_{2k(\varepsilon)}\,; \quad g_{13k} = \frac{1}{2}\,x_{1k(\varepsilon)}$$

și

$$g_{31k} = \frac{1}{2}\,x_{3k(\varepsilon)}\,.$$

Ca urmare, sistemul (12...15) se poate aproxima, în momentul t_k, prin sistemul liniarizat :

$$\dot{x}_{1k} = -C_2 x_{1k} + C_3 g_{32k} x_{2k} + C_3 g_{23k} x_{3k} + C_1 U_a, \quad (34)$$

$$\dot{x}_{2k} = C_6 g_{31k} x_{1k} - C_5 x_{2k} + C_6 g_{13k} x_{3k} + C_4 U_C, \quad (35)$$

$$\dot{x}_{3k} = x_{4k}, \quad (36)$$

$$\dot{x}_{4k} = C_7 g_{21k} x_{1k} + C_7 g_{12k} x_{2k} + C_8 x_{3k} - C_9, \quad (37)$$

din care rezultă :

$$A_k = \begin{vmatrix} -C_2 & C_3 g_{32k} & C_3 g_{23k} & 0 \\ C_6 g_{31k} & -C_5 & C_6 g_{13k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ C_7 g_{21k} & C_7 g_{12k} & C_8 & 0 \end{vmatrix}, \quad (38)$$

$$B_k = B = \begin{vmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_4 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad i_k = \begin{vmatrix} U_{ak} \\ U_{ck} \end{vmatrix} \quad (39), (40)$$

și

$$L_k = L = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -C_9 \end{vmatrix}. \quad (41)$$

De asemenea pentru ieșire se poate scrie :

$$i_a = C_{10} x_1 - C_{11} x_2 \cdot x_3, \quad (42)$$

$$i_C = C_{12} x_2 - C_{13} x_1 \cdot x_3, \quad (43)$$

$$F_{el} = C_{14} \cdot x_1 \cdot x_2, \quad (44)$$

sau în baza substituțiilor (33), rezultă :

$$i_{ak} = C_{10} x_{1k} - C_{11} g_{32k} x_{2k} - C_{11} g_{23k} x_{3k}, \quad (45)$$

$$i_{Ck} = -C_{13} g_{31k} x_{1k} + C_{12} x_{2k} - C_{13} g_{13k} x_{3k}, \quad (46)$$

$$F_{elk} = C_{14} g_{21k} x_{1k} + C_{14} g_{12k} \cdot x_{2k}, \quad (47)$$

din care se poate stabili forma matriceală

$$e_k = C_k \cdot x_k + D_k i_k, \quad (48)$$

unde

$$e_k = \begin{vmatrix} i_{ak} \\ i_{Ck} \\ F_{elk} \end{vmatrix}, \quad C_k = \begin{vmatrix} C_{10} & -C_{11} g_{32k} & -C_{11} g_{23k} \\ -C_{13} g_{31k} & C_{12} & -C_{13} g_{13k} \\ C_{14} g_{21k} & C_{14} g_{12k} & 0 \end{vmatrix}, \quad (49), (50)$$

iar :

$$D_k = 0. \quad (51)$$

Din relațiile matriceale (32) și (48), care conduc la schema-bloc clasică din figura 2, rezultă schema desfășurată cu grafuri din figura 3, care evidențiază elementele matricelor : A_k, B_k și C_k.

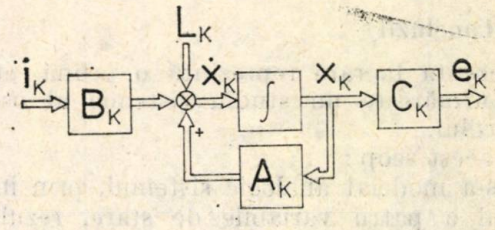


Fig. 2. Schema-bloc a oscilomotorului reprezentată prin intermediul variabilelor de stare.

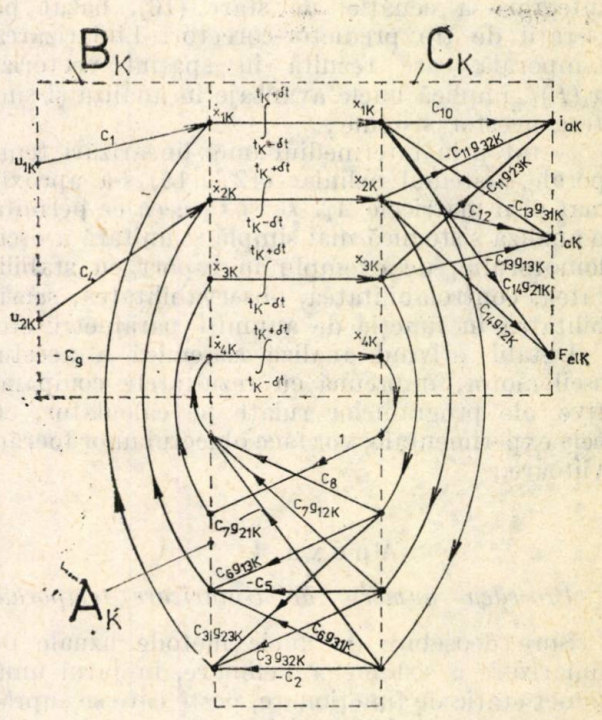


Fig. 3. Schema cu grafuri asociată ecuațiilor de stare a oscilomotorului.

Dependența între figurile 2 și 3 este directă. Semnalele u_{1k} și u_{2k} din componența vectorului $i_k(2 \times 1)$ acționează prin elementele C_1 și C_4, aparținînd matricei intrare-stare $B_k(4 \times 2)$, asupra nodului definit de vectorul de stare derivat în raport cu timpul $\dot{x}_k$ (2×1). Prin intermediul matricei diagonale (4×4) de integrare în raport cu timpul, în intervalul $t_k \pm \delta t$, se obține vectorul de stare x_k (2×1).

Matricea de stare $A_k(4 \times 4)$ evidențiază o reacție încrucișată destul de complexă de la x_k spre $\dot{x}_k$, iar matricea stare-ieșire $C_k(3 \times 3)$

conține — de asemenea — acțiuni încrucișate multiple, de la x_k spre vectorul de ieșire $e_k(3\times 1)$. De remarcat că matricele și vectorii, sus amintiți, se consideră în momentul t_k, sau mai exact în vecinătatea $t_k \pm \delta t$, pentru δt suficient de mic.

Figura 3 permite o urmărire intuitivă a multiplelor succesiuni, între cauzele și efectele electromecanice, care există în acest oscilomotor.

4. Concluzii

Prezenta lucrare reprezintă o primă etapă care urmărește un studiu sistemic al oscilomotorului.

În acest scop :

— s-a modelat analogic sistemul, prin intermediul a patru variabile de stare, rezultînd că neliniaritatea procesului este evidențiată prin produse de cîte două variabile de stare ;

— s-a prezentat un procedeu original de integrare a ecuației de stare (16), bazat pe iterații de tip predictor-corector. Liniarizarea temporală care rezultă în spațiul vectorial $x_k(F)_k$, implică unele avantaje în analiza și sinteza acestor sisteme ;

— tot prin intermediul unei linearizări temporale, sistemul neliniar (12...15) s-a aproximat prin matricele A_k, B_k și C_k ceea ce permite o analiză sistemică mai simplă și unitară a oscilomotorului, de exemplu în raport cu stabilitatea, controlabilitatea, observabilitatea, sensibilitatea în funcție de anumiți parametri etc.

Detalii privind analiza sistemică a acestui oscilomotor, împreună cu rezultatele comparative ale programelor rulate pe calculator, cu cele experimentale, vor face obiectul unor lucrări viitoare.

Anexa 1

Procedeu numeric de liniarizare temporală

Spre deosebire de unele metode uzuale de liniarizare a sistemelor neliniare, în jurul unui punct static de funcționare, peste care se suprapun semnale relativ mici, acest procedeu numeric de liniarizare temporală, prezentat în [3...7], ș.a., poate fi rezumat în următoarele etape :

a. Fiind dată ecuația diferențială :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{pi} \cdot \frac{\mathrm{d}^p i}{\mathrm{d}t^p}\,\mathrm{d}t^p = \sum_{p=0}^{n} F_{pe} \frac{\mathrm{d}^p e}{\mathrm{d}t^p} \cdot \mathrm{d}t^p, \quad (n \geqslant p), \tag{1.A1}$$

pentru condiții inițiale cunoscute ale semnalelor de intrare i și de ieșire e, coeficienții $F = F(i,\ e,\ t)$ se consideră funcții analitice cunoscute, în raport cu $i(t)$, $e(t)$ și timpul t.

b. Se integrează repetat — de n ori — în raport cu timpul, această ecuație diferențială, pe baza unei formule de aproximare :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \overset{n}{\cdots} \int F \cdot \frac{\mathrm{d}^p v}{\mathrm{d}t^p} \cdot \mathrm{d}t^p = \Delta t^{n-p} \sum_{j=0}^{\omega} \sigma_{npj}^{F}\, v_{k-j} - \rho(\Delta t^{\pi}), \tag{2.A1}$$

unde :

δt se consideră suficient de mic, pentru a asigura o bună convergență a seriei trunchiate (2.A1) ;

F este un coeficient, fie $F = \text{const.}$ pentru ecuații diferențiale liniare invariante în timp, fie $F = F(t)$ pentru ecuații diferențiale liniare variante în timp, fie $F = F(v)$ pentru ecuații diferențiale neliniare ;

$v = v(t)$ este, fie variabila de intrare $i(t)$, fie variabila de ieșire $e(t)$;

$\Delta t = 2\delta t$ este pasul de integrare, care se alege uzual $\Delta t \cong 0{,}01 \cdot T_{min}$, unde T_{min} este constanta de timp cea mai mică a ecuației diferențiale ;

$v_{k-j} = v(t_k - j\Delta t)$ sînt secvențele regresive ale variabilei $v(t)$ în raport cu pivotul de integrare t_k. Numărul secvențelor regresive $j = \omega$ se alege astfel încît exponentul π să fie suficient de mare, pentru ca eroarea de aproximare $\rho(\Delta t^{\pi})$ a integralei (2.A1) să fie suficient de mică. Se poate arăta că pentru un exponent π impus (de exemplu $\pi = 3,\ 4,\ 5$ etc.), rezultă $\omega = \pi + p - (n+1)$. În cazul ecuațiilor diferențiale de ordinul 1 la care se referă lucrarea ($p = 1,\ n = 1$), rezultă că prin trei secvențe regresive, respectiv $\omega = 3$, eroarea de aproximare numerică a integralei (2.A1) corespunde la $\pi = 4$, cu $\rho(\Delta t^4)$;

σ_{npj}^{F} este un coeficient de ponderare, dependent de numărul integrărilor repetate n în raport cu timpul, de ordinul p al derivatei lui $v(t)$ în raport cu timpul, de secvența regresivă j a lui v_{k-j} și, în fine, de structura coeficientului F, după cum urmează :

— pentru $F = \text{const.}$:

$$\sigma_{npj}^{F} = \varphi_{npj}^{F} \cdot F, \tag{3.A1}$$

— pentru $F = F(t)$:

$$\sigma_{npj}^{F} = \sum_{s=0}^{\omega_\varepsilon} \Delta t^s \cdot \varphi_{npjs}^{F} \left(\frac{\mathrm{d}^s F}{\mathrm{d}t^s}\right)_{t_k}, \tag{4.A1}$$

— pentru $F = F(i,\ e,\ t)$:

$$\sigma_{npj}^{F} = \sum_{s=1}^{\omega_F} \varphi_{n\,pj(\varepsilon)s}^{F} \cdot F_{k-s}, \tag{5.A1}$$

în varianta extrapolată și :

$$\sigma_{n\,pj}^{F} = \sum_{s=0}^{\omega_F} \varphi_{npjs}^{F} \cdot F_{k-s}, \tag{6.A1}$$

în varianta neextrapolată.

Detalii pentru funcţiile φ^F_{npjs}, $\varphi^F_{npj(\varepsilon)s}$ precum şi pentru ω_ε şi ω_F sînt expuse în [7]. Pentru integrarea prezentată la (19) şi (20) se utilizează coeficienţii σ^F_{npj} de la (24).

c. Urmare integrării ecuaţiei diferenţiale (1.A1), conform cu (2.A1), rezultă ecuaţia cu diferenţe finite :

$$\sum_{j=0}^{\omega}\sum_{p=0}^{m}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pi}}_{npj}\,i_{k-j}\cong\sum_{j=0}^{\omega}\sum_{p=0}^{n}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pe}}_{npj}\cdot e_{k-j}, \tag{7.A1}$$

din care se poate obţine soluţia, liniarizată temporal :

$$e_k = g_k i_k + h_k, \tag{8.A1}$$

unde, coeficientul de transfer în momentul t_k este :

$$g_k=\frac{\sum_{p=0}^{m}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pi}}_{npo}}{\sum_{p=0}^{n}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pe}}_{npo}}, \tag{9.A1}$$

iar răspunsul liber, în momentul t_k, se exprimă :

$$h_k=\frac{\sum_{j=1}^{\omega}\sum_{p=0}^{m}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pi}}_{npj}\,i_{k-j}-\sum_{j=1}^{\omega}\sum_{p=0}^{n}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pe}}_{npj}\,e_{k-j}}{\sum_{p=0}^{n}\Delta t^{n-p}\,\sigma^{F_{pe}}_{npo}}. \tag{10.A1}$$

Pentru ecuaţii diferenţiale liniare, invariante în timp g_k = const., pentru cele liniare, variante în timp $g_k = g_k\left(\frac{\mathrm{d}^s F}{\mathrm{d}t^s}\right)_{tk}$, iar pentru cele neliniare $g_k = g_k(F_{k-s})$. Răspunsul liber, în momentul t_k, pe lîngă dependenţa formal identică cu g_k sus amintită, mai depinde şi de secvenţele regresive i_{k-j} şi e_{k-j}.

Se poate arăta că pentru forma liniarizată temporal (8.A1), devine valabilă teorema suprapunerii efectelor, ceea ce permite extinderea unor metode de studiu uzuale sistemelor liniare, în domeniul sistemelor neliniare, cu numeroase avantaje, vizînd caracterul mai general şi mai unitar al analizei şi sintezei în domeniul timpului, cu implementare simplă pe calculatoare numerice.

Anexa 2

Algoritm de calcul al vectorului de stare x_k printr-o iteraţie predictivă şi două iteraţii corectoare

Pentru iteraţia predictivă (26), se utilizează formula (31), respectiv :

$$x_{k(0)}\cong\frac{\Delta t}{45}(73F_{k-1}-74\,F_{k-2}+25\,F_{k-3})+\xi_k, \tag{1.A2}$$

unde :

$$\xi_k=\frac{1}{15}(25x_{k-1}-13x_{k-2}+3x_{k-3}). \tag{2.A2}$$

Pentru iteraţiile corectoare (27) şi (28) se utilizează formula (25), respectiv :

$$x_k\cong\frac{\Delta t}{45}(26F_k-5F_{k-1}+4F_{k-2}-F_{k-3})+\xi_k. \tag{3.A2}$$

Ca urmare, calculul vectorului de stare x_k, în varianta prezisă $x_{k(0)}$ şi în variantele corectate $x_{k(1)}$ şi $x_{k(2)}$, se poate întocmi după următoarea schemă logică ($j = 1, 2, 3$) : figura 4.

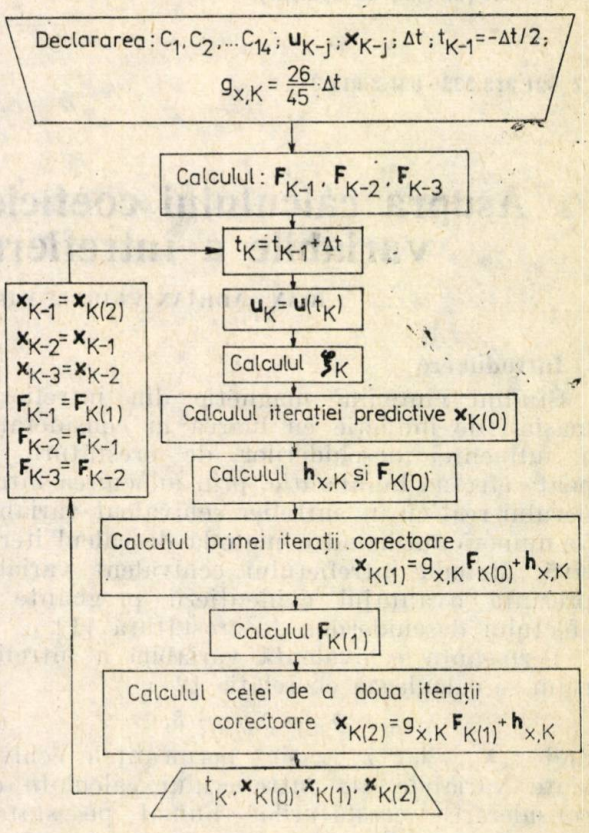


Fig. 4. Schema logică de calcul a vectorului de stare X_k.

Secvenţele anterioare momentului iniţial, pentru vectorul u_{k-j} se consideră cunoscute, iar x_{k-j} se pot obţine prin serii Taylor, după algoritmul prezentat în figura 5, unde X_k corespunde vectorului de stare, în momentul t_k considerat iniţial.

Deoarece elementele vectorului u_k se exprimă analitic, rezultă că derivatele $\dot{u}_k$ şi $\ddot{u}_k$ pot fi stabilite tot analitic.

Calculul vectorilor F_{k-j} rezultă din $F_{k-j} = F(u_{k-j}, x_{k-j}, t_{k-j})$.

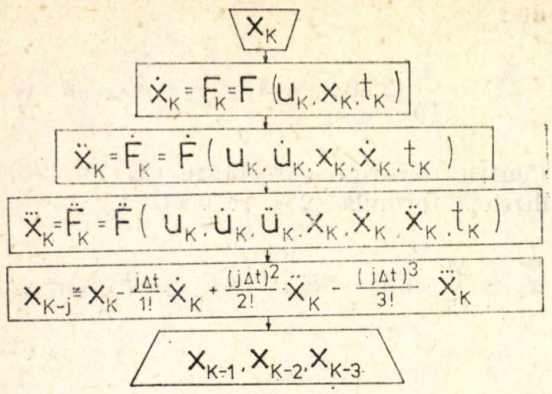


Fig. 5. Schema logică de calcul a vectorului X_{k-j}, $(j = 1, 2 \ldots)$.

Bibliografie

[1] *Darie, S., Bălan, H.* Instalație pentru testarea la vibrații a echipamentelor. Partea I. Excitatori de vibrații. Rev. E.E.A. (în curs de apariție).

[2] *Darie, S., Bălan, H.* Aplicații industriale și perspective de utilizare ale instalațiilor de vibrare electromecanice. Simpozion M.E.I., Galați — 1983.

[3] *Coloși, T.* Näherungsalgebra für Systeme mit linearen und nichtlinearen Elementen. Regelungstechnik. Nr. 4/1978.

[4] *Coloși, T.* Aproximationsverfahren für Systeme mit linearen und nichtlinearen Elementen. Institut für Allgemeine und Teoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen — Nürnberg, iunie 1975.

[5] *Coloși, T.* Algebră de aproximare a sistemelor cu elemente liniare și neliniare. Revista A.M.C. **vol. 25 ET**. București, 1977.

[6] *Coloși, T., Ignat, I., Feștilă Lelia, Leția, I.* Procedeu numeric de liniarizare pentru sisteme automate neliniare continue. Revista A.M.C. **vol. 33 ET**, București, 1981.

[7] *Coloși, T., Aștilean Adina, Isoc, D., Darie, S.* Procedeu numeric de liniarizare temporală, pentru sisteme definite prin ecuații diferențiale. Manuscris în curs de finalizare. Inst. politehnic Cluj-Napoca, 1983.

CZ 621.313.333 : 621.3.011.3

MAȘINĂ DE INDUCȚIE
CÎMP MAGNETIC
PERMEANȚA ÎNTREFIERULUI

Asupra calculului coeficienților permeanței echivalente variabile a întrefierului la mașina de inducție

IOAN—ADRIAN VIOREL, MIRCEA M. RĂDULESCU * — CLUJ—NAPOCA

Introducere

Studiul cîmpului magnetic din întrefierul mașinii de inducție cu luarea în considerație a influenței deschiderilor de crestătură se poate efectua fie analitic, prin înlocuirea întrefierului real cu un întrefier echivalent variabil, fie numeric, utilizînd o metodă de calcul iterativă. Metoda întrefierului echivalent variabil prezintă avantajul evidențierii pregnante a efectului deschiderilor de crestătură [1].

Permeanța echivalentă variabilă a întrefierului se calculează cu relația [2]:

$$\lambda_{(x,t)} = \lambda_{1(x)} \cdot \lambda_{2(x,t)} \cdot \delta, \qquad (1)$$

unde : $\lambda_{1(x)}$, iar $\lambda_{2(x,t)}$ sînt permeanțele echivalente variabile ale întrefierului calculate cu considerarea crestăturilor numai pe stator, respectiv numai pe rotorul în mișcare, axa $x = 0$ fiind fixă față de stator.

Considerîndu-se numai prima armonică de crestare Z_1, respectiv Z_2, permeanțele variabile $\lambda_{1(x)}$ și $\lambda_{2(x,t)}$ au expresiile :

$$\lambda_{1(x)} = \frac{1}{k_{c1}\delta}(1 + \lambda_1 \cos Z_1 x),$$

$$\lambda_{2(x,t)} = \frac{1}{k_{c2}\delta}[1 + \lambda_2 \cos Z_2(x - \Omega t + \beta_2)], \qquad (2)$$

unde Ω este viteza unghiulară rotorică, iar β_2 — unghiul inițial rotoric. Coeficienții λ_1 și λ_2 ai permeanței echivalente variabile sînt pozitivi, cînd axa $x = 0$ este în axa unui dinte și negativi, cînd este în axa unei crestături.

Ținînd seama de importanța determinării cît mai exacte a coeficienților permeanței echivalente variabile a întrefierului, în vederea stabilirii influenței deschiderilor de crestătură asupra cîmpului din întrefier, lucrarea își propune :

— evidențierea relațiilor de calcul pentru coeficienții permeanței echivalente variabile;

— prezentarea rezultatelor obținute, considerînd prima armonică de crestare, comparativ cu măsurători realizate pe model electrocinetic, în scopul stabilirii domeniilor de aplicabilitate a diferitelor relații de calcul.

1. Determinarea coeficienților permeanței echivalente variabile

Pentru determinarea coeficienților permeanței echivalente variabile a întrefierului se adoptă următoarele ipoteze simplificatoare :

— permeabilitatea miezului feromagnetic se presupune infinită, ceea ce permite considerarea suprafețelor ce mărginesc întrefierul ca suprafețe echipotențiale;

— întrucît raportul dintre pasul dentar și deschiderea crestăturii are valori mari la mașinile de inducție, se consideră numai cazul cres-

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

tăturii singulare [3], pentru care valoarea maximă a inducției se atinge practic înainte de axele dinților vecini crestăturii.

Calculul coeficienților permeanței echivalente se face pornind de la observația, că pentru o tensiune magnetică unitară inducția magnetică din întrefier este numeric egală cu permeanța întrefierului. Exprimînd analitic variația inducției pe un pas dentar și descompunînd în armonici, se obține unda de permeanță pentru cazul considerării crestăturilor numai pe o armătură, de exemplu $\lambda_{1(x)}$. Cealaltă undă de permeanță se obține în mod analog, iar permeanța echivalentă variabilă a întrefierului se calculează cu relația (1).

Pentru variația inducției magnetice din întrefier pe un pas dentar se consideră aproximările :

$$(i)\quad B_{(x)} = \left(1 - 2\beta \sin^{2g}\frac{Z}{2}x\right) B_{max}, \qquad (3)$$

cu :

$g = (t_d - b)/b$, propusă în [4];

$$(ii)\begin{cases} B_{(x)} = \left(1 - \beta - \beta\cos\dfrac{\pi}{0{,}8\alpha_c}x\right) B_{max}, \\ \qquad\qquad x \in [0,\ 0{,}8\alpha_c], \\ B_{(x)} = B_{max} \qquad x \in \left(0{,}8\alpha_c, \dfrac{\alpha}{2}\right], \end{cases} \qquad (4)$$

unde :

$$\alpha_c = \frac{2\pi b}{Zt_d}$$

și $x = 0$ în axa crestăturii, propusă în [2],

$$(iii)\begin{cases} B_{(x)} = B_{max}\ (1 - \beta),\ x \in \left(\dfrac{\alpha}{2} - \dfrac{\alpha_c'}{2}, \dfrac{\alpha}{2}\right], \\ B_{(x)} = B_{max} \qquad , \ x \in \left[0, \dfrac{\alpha}{2} - \dfrac{\alpha_c'}{2}\right], \end{cases} \qquad (5)$$

cu :

$$\alpha = \frac{2\pi}{Z},\ \alpha_c' = \sigma\alpha_c = \gamma\delta/\beta, \beta = \frac{(1-f)^2}{2(1+f^2)},$$

$$f = \frac{b}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\delta}\right)^2},$$

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left[\frac{b}{2\delta}\operatorname{arctg}\frac{b}{2\delta} - \ln\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\delta}\right)^2}\right],$$

propusă în [5] și :

$$(iv)\begin{cases} B_{(x)} = B_{max}\ (1 - 2\beta), \ x \in \left(\dfrac{\alpha}{2} - \dfrac{\alpha_c''}{2}, \dfrac{\alpha}{2}\right], \\ B_{(x)} = B_{max}, \qquad , \ x \in \left[0, \dfrac{\alpha}{2} - \dfrac{\alpha_c''}{2}\right], \end{cases} \qquad (6)$$

cu $\alpha_c'' = \dfrac{\alpha_c'}{2}$, aproximare derivată din precedenta și propusă în [6].

Dezvoltînd în serie Fourier funcțiile analitice (3)—(6), se determină expresiile corespunzătoare ale factorului lui Carter k_c și a coeficientului permeanței, de exemplu λ_1, relațiile fiind date sintetic în tabelul 1. Obținerea factorilor $K_{(g)}$ și $K_{1(g)}$ este prezentată în anexă.

Tabelul 1

Nr. crt.	k_c	λ_1	Relația
1	$\dfrac{1}{1 - \frac{\beta}{2^{g-1}}K_{(g)}}$	$\dfrac{\beta K_{1(g)}}{2^{g-1} - \beta K_{(g)}}$	(3)
2	$\dfrac{t_d}{t_d - 1{,}6\beta b}$	$\dfrac{4}{\pi}k_c\beta\left[\dfrac{1}{2} + \dfrac{(\frac{b}{t_d})^2}{0{,}78 - 2(\frac{b}{t_d})^2}\right]\sin 1{,}6\pi\dfrac{b}{t_d}$	(4)
3	$\dfrac{t_d}{t_d - \gamma\delta}$	$\dfrac{2}{\pi}\beta k_c \sin\left(\dfrac{\gamma}{\beta}\dfrac{\delta}{t_d}\cdot\pi\right)$	(5)
4	$\dfrac{t_d}{t_d - \gamma\delta}$	$\dfrac{4}{\pi}\beta k_c \sin\left(\dfrac{\gamma}{\beta}\dfrac{\delta}{t_d}\cdot\dfrac{\pi}{2}\right)$	(6)

2. Rezultate de calcul și experimentale

Pentru stabilirea domeniului de aplicabilitate a relațiilor de calcul prezentate în paragraful anterior s-a făcut compararea valorilor calculate ale inducției în întrefier, factorului lui Carter și coeficientului permeanței variabile, cu valorile determinate experimental prin modelare în cuvă electrolitică, precum și cu cele obținute prin utilizarea transformării conforme.

În cazul studierii cîmpului din întrefier cu ajutorul transformării conforme, s-a considerat tot numai prima armonică de crestare, iar coeficienții k_c și λ_1 s-au determinat conform [7].

Calculul s-a efectuat considerînd un întrefier real unitar, iar valorile determinate în urma măsurătorilor pe model s-au raportat la valoarea maximă, considerată ca unitate, obținută în axa dintelui. Coeficienții k_c și λ_1, în cazul măsurătorilor pe model, s-au determinat prin integrare numerică și, respectiv, prin calculul numeric al coeficientului primei armonici din dezvoltarea în serie Fourier [8].

În figura 1, sînt prezentate curbele de variație a inducției magnetice în întrefier pe un pas dentar, obținute cu considerarea primei armonici de crestare cu aproximările discutate, com-

parativ cu curba de variație determinată pe model pentru cazul $t_d/\delta = 30$, $b/t_d = 0{,}3$.

În tabelul 2, sînt date, pentru $t_d/\delta = 30$ și trei valori ale raportului b/t_d, valorile coeficienților k_c și λ_1, abaterile medii, e_{med}, și maxime, e_{max}, în valoare absolută, calculate cu rezultatele obținute pe model ca referință, prin transformare conformă, respectiv cu cele patru aproximări considerate.

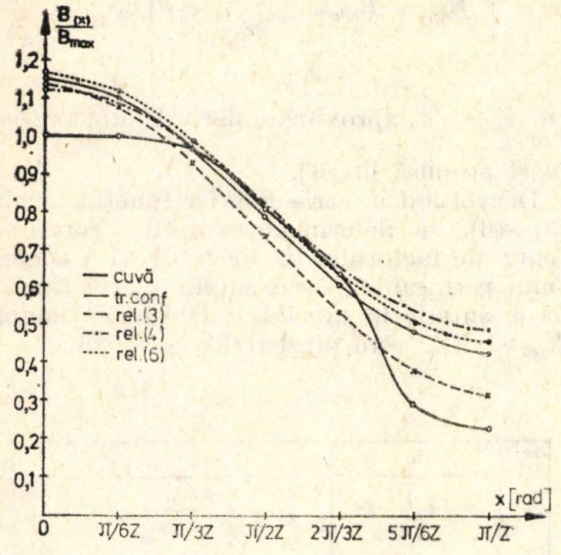


Fig. 1. Curbele de variație a inducției magnetice în întrefier pe un pas dentar, pentru $t_d/\delta = 30$ și $b/t_d = 0{,}3$.

Tabelul 2

b/t_d		k_c	λ_1	e_{max}	e_{med}
0,1	Model	1,07	0,111	—	—
	Tr. conf.	1,04	0,08	0,11	0,036
	Rel. (3)	1,16	0,33	0,24	0,144
	Rel. (4)	1,04	0,073	0,12	0,036
	Rel. (5)	1,04	0,074	0,12	0,036
	Rel. (6)	1,04	0,077	0,12	0,036
0,3	Model	1,39	0,613	—	—
	Tr. conf.	1,27	0,46	0,20	0,095
	Rel. (3)	1,37	0,56	0,14	0,085
	Rel. (4)	1,23	0,40	0,26	0,099
	Rel. (5)	1,24	0,31	0,33	0,108
	Rel. (6)	1,24	0,43	0,23	0,102
0,5	Model	1,74	1,05	—	—
	Tr. conf.	1,62	0,86	0,17	0,079
	Rel. (3)	1,77	0,77	0,16	0,094
	Rel. (4)	1,53	0,69	0,25	0,108
	Rel. (5)	1,59	0,19	0,42	0,295
	Rel. (6)	1,59	0,86	0,18	0,084

Din figura 1, se observă, că diferențele cele mai importante apar la capetele domeniului, adică în axa dintelui și în axa crestăturii, observație valabilă și la alte valori ale rapoartelor t_d/δ și b/t_d.

Din tabelul 2, rezultă că aproximarea dată de relația (5) conduce la erorile cele mai mari pentru valori mari ale raportului b/t_d, iar aproximarea dată de relația (3) conduce la erori mari la valori reduse ale raportului b/t_d. Tot din tabelul sintetic 2, rezultă că aproximarea dată de relația (4) conduce la erori mai mari decît aproximarea dată de relația (6), la toate valorile raportului b/t_d.

3. Concluzii

Analiza comparativă a aproximărilor date de relațiile (3)—(6) pentru inducția magnetică în întrefier și corespunzător a relațiilor de calcul al coeficienților k_c și λ_1, pentru permeanța echivalentă variabilă, furnizează următoarele concluzii privind domeniul de aplicabilitate al acestor relații :

— Pentru rapoarte $b/t_d \geqslant 0{,}3$, este indicată utilizarea aproximării date de relația (3) și a relațiilor corespunzătoare de calcul pentru k_c și λ_1.

— Pentru $b/t_d < 0{,}3$, se recomandă utilizarea aproximărilor date de relațiile (4) sau (6) și a relațiilor corespunzătoare de calcul pentru k_c și λ_1.

— Pentru cazul cînd se urmărește utilizarea unei singure aproximări pe întregul domeniu de variație al raportului b/t_d este indicată relația (6) și expresiile de calcul pentru k_c și λ_1 corespunzătoare, care conduc la erorile globale pe domeniu minime.

Anexă

Scriind :

$$B_{(x)} = \left(1 - 2\beta \sin^{2g} \frac{Z}{2} x\right) B_{max} =$$

$$= B_{max} - \frac{1}{2^{g-1}} \beta B_{max} f(x),$$

unde :

$$f_{(x)} = (1 - \cos Zx)^g,$$

se poate aplica seria binomială, cu n întreg, obținîndu-se :

$$f_{(x)} = 1 - \frac{g}{1!} \cos Zx + \frac{g(g-1)}{2!} \cos^2 Zx + \ldots +$$

$$\frac{g(g-1) \ldots (g-n+1)}{n!} \cos^n Zx + \ldots .$$

Eroarea de trunchiere fiind inferioară primului termen neglijat, sînt suficienți primii 11 termeni, pentru că, în mod normal, $b/t_d \geqslant 0,1$, deci $g \leqslant 9$. De exemplu, pentru $b/t = 0,09$, $g \simeq 10,1$, eroarea de trunchiere este $\varepsilon < 0,012$.

Dacă se face observația că :

$$\int_{-\pi}^{\pi} \cos^m x \mathrm{d}x = 0,$$

pentru m întreg impar, se obține :

$$K_{(g)} = \frac{Z}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{Z}}^{\frac{\pi}{Z}} f_{(x)} \mathrm{d}_x = 1 + \frac{g(g-1)}{4} \left\{ 1 + \right.$$

$$+ \frac{(g-2)(g-3)}{4} \left\{ 3 + \frac{(g-4)(g-5)}{15} \left[1 + \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \frac{(g-6)(g-7)}{32} \left(1 + \frac{2(g-8)(g-9)}{5 \cdot 7 \cdot 9} \right) \right] \right\} \right\},$$

$$K_{1(g)} = \frac{Z}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{Z}}^{\frac{\pi}{Z}} f_{(x)} \cos Z_x \mathrm{d}_x = g \left\{ 1 + \right.$$

$$+ \frac{(g-1)(g-2)}{4} \left\{ 1 + \frac{(g-3)(g-4)}{30} \left[1 + \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \frac{(g-5)(g-6)}{24} \left(1 + \frac{(g-7)(g-8)}{4 \cdot 7 \cdot 9} \right) \right] \right\} \right\}.$$

Lista notațiilor utilizate

$B_{(x)}$ — inducția magnetică în întrefier ;
B_{max} — inducția magnetică maximă în întrefier, T ;
b — deschiderea crestăturii, m ;
g — număr real ;
k_c — factorul lui Carter ;
m, n — numere întregi ;
t_d — pasul dentar, m ;
x — coordonata unghiulară, rad ;
Z — numărul de crestături al armăturii ;
Z_1, Z_2 — numărul de crestături statorice, respectiv rotorice ;
α — pasul dentar, rad ;
α_c — deschiderea crestăturii, rad ;
β_2 — unghiul inițial rotoric, rad ;
δ — mărimea întrefierului real măsurat dinte la dinte, m ;
$\lambda_{(x,t)}$ — permeanța echivalentă variabilă rezultantă a întrefierului ;
$\lambda_{1(x)}$, $\lambda_{2(x,t)}$ — permeanța echivalentă variabilă a întrefierului cu considerarea crestăturilor numai pe stator, respectiv numai pe rotor ;
λ_1, λ_2 — coeficientul armonicii fundamentale a permeanței echivalente variabile a întrefierului pentru stator, respectiv rotor ;
Ω — viteza unghiulară rotorică, rad/s.

Bibliografie

[1] *Viorel, I. A., Biró, K., Iancu, V.* Field-harmonic theory of squirrel-cage motor taking slot openings into account. În : Proceedings of ICEM, Budapest, 1982, p. 17—19.
[2] *Heller, B., Hamata, V.* Cîmpuri, forțe și pierderi parazite în motoarele de inducție (în cehă), Ceskoslovenská akademie, Praha, 1961.
[3] *Boldea, I.* Asupra calculului factorului lui Carter. În : Electrotehnica, nr. 7, 1970, p. 236—241.
[4] *Weber, W.* Der Nutungsfaktor in elektrischen Maschinen. În : E.T.Z., vol. **23**, 1928, p. 858—861.
[5] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. **I**, Editura tehnică, București, 1958.
[6] *Viorel, I. A.* Asupra calculului permeanței echivalente variabile a întrefierului mașinii de inducție. În : Buletinul științific al Institutului politehnic Cluj, nr. 18, 1975, p. 52—54.
[7] *Freeman, E. M.* The calculation of harmonics due to slotting, in the flux-density waveform of adynamo-electric machine. În : Proc. IEE, vol. **109 C**, 1962, p. 581—588.
[8] *Angot, A.* Complemente de matematici, Editura tehnică, București, 1966.

CZ 621.3.015 : 621.397

VARISTOR
TENSIUNE NOMINALĂ
IMPULS

Măsurarea tensiunii nominale a varistoarelor cilindrice

ALEXANDRU SEUȘAN, GABRIEL VASILIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea impetuoasă în ultimele două decenii a industriei noastre electronice și electrotehnice a condus la lărgirea considerabilă a gamei de produse specifice, îndeosebi prin introducerea în fabricație a realizărilor de concepție proprie, rod al muncii de cercetare a inginerilor și tehnicienilor români.

Calitatea noilor produse, unul din deziderate le cele mai importante ale etapei actuale de dezvoltare a economiei naționale, pune în fața compartimentelor care se ocupă cu cercetarea calității probleme complexe, în primul rînd în ceea ce privește găsirea unor metode de măsurare rapidă și de mare precizie a performanțelor produselor respective, precum și în ce privește utilizarea unor aparate și instrumente capabile să interpreteze o mare varietate de parametri în condițiile unei exigențe sporite.

În lucrarea de față se propun trei metode originale de măsurare a tensiunii nominale a varistoarelor cilindrice pentru televizoare (VT 41.00) introduse în fabricație, pentru prima oară în țara noastră, la I.P.E.E.-Electroargeș.

1. Varistoare

Teoretic, varistoarele sînt rezistoare neliniare a căror rezistență variază cu valoarea tensiunii aplicate la borne. Ele se definesc prin :

$$U = CI^{\beta}, \qquad (1)$$

unde :

U este tensiunea aplicată (V);
I — curentul care curge prin varistor (A);
C — constanta de tensiune pentru un curent de 1 A, și
β — coeficientul de neliniaritate.

Coeficientul de neliniaritate reprezintă panta caracteristicii :

$U = f(I)$, în care :
$I = aU^k$,
I fiind curentul care curge prin varistor ;
a — coeficientul constant pentru un tip de varistor dat cu valoarea cuprinsă între 10^{-5} și 10^{-9};
U — tensiunea la bornele varistorului (V) și
k = coeficientul de neliniaritate, constant pentru un varistor dat cu valoarea cuprinsă între 2 și 7.

În practică se pune întotdeauna problema găsirii cu precizia admisibilă a tensiunii nominale a varistoarelor. Or, măsurarea (verificarea) acestui parametru pune probleme deosebite, avînd în vedere că este obligatorie nedepășirea unei valori limită din puterea disipată de varistor. Astfel, din caracteristica tensiune-curent a varistoarelor (fig. 1) și din tabelul 1, rezultă că pentru a ajunge la puterea nominală de disipație de 0,8 W, aplicînd tensiunea nominală de 1 300, 910 și, respectiv, 680 V curentul prin varistor nu trebuie să depășească 1,5 mA.

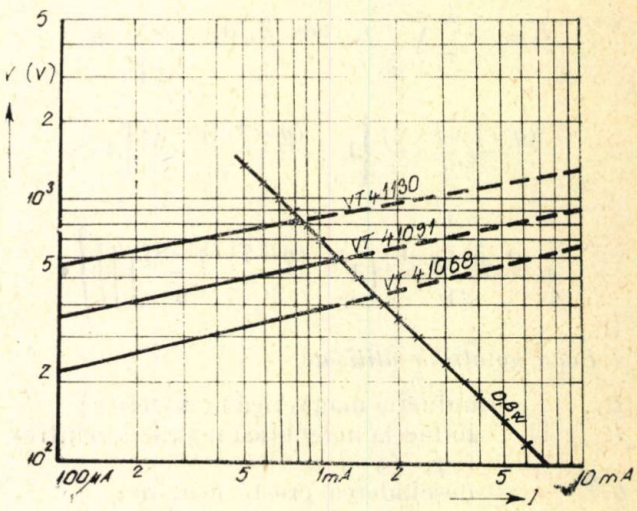


Fig. 1. Caracteristica tensiune-curent.

Tabelul 1

Cod	Putere nominală, W	Curent nominal, mA	Tensiune nominală, V
VT 41068	0,8	10	680
VT 41091	0,8	10	910
VT 41130	0,8	10	1300

Dar pentru a măsura tensiunea nominală trebuie injectat un curent de 10 mA, caz în care, puterea disipată pe varistor va avea o valoare sensibil mai mare decît puterea nominală proprie. (De exemplu, la varistorul VT 31130 —

* Ing. *Seușan, Al.* și ing. *Vasiliu, G.* — Intreprinderea de cercetare și producție de aparate și echipamente de bord pentru aeronave—București.

v. tabelul 1, injectînd un curent de 10 mA rezultă :

$$P = U_{nom} \cdot I_{nom} = 1\,300 \times 0{,}01 = 13 \text{ W}).$$

Această valoare, depășind cu mult puterea nominală a varistorului, conduce la o supraîncălzire care ori îi schimbă parametrii, ori îi produce arderea.

Rezultă că nu se poate măsura tensiunea nominală făcînd să treacă un curent continuu de durată nelimitată, și deci, condiția de a nu depăși 30% din puterea nominală a varistorului, respectiv 0,24 W poate fi satisfăcută numai dacă durata maximă de trecere a curentului nominal rămîne în limitele date în tabelul 2.

Tabelul 2

Tip	Curent nominal, mA	Tensiune nominală, V	Durata ms
VT 41 068	10	680	35
VT 41 091	10	910	26
VT 41 130	10	1 300	18

Pentru a putea face înscrierea în limitele de mai sus se impune utilizarea unui generator de curent constant de 10 mA cu durată controlabilă, ceea ce nu se poate presupune că se află în dotarea tuturor laboratoarelor.

2. Metode de măsurare a tensiunii nominale

2.1. Metoda indirectă

În lipsa unui generator de curent constant s-a încercat împreună cu fabricantul metoda măsurării valorii abaterii curentului nominal cînd pe varistor se aplică tensiunea nominală constantă și de scurtă durată. S-a utilizat montajul din figura 2.

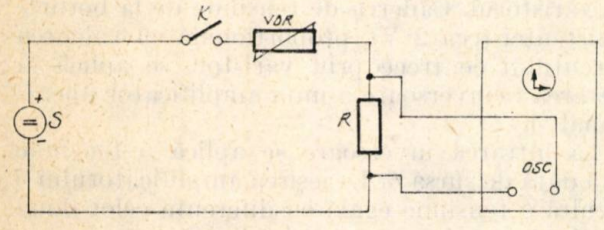


Fig. 2. Montajul electric pentru metoda indirectă.

Montajul conține o sursă de tensiune continuă capabilă să furnizeze o tensiune constantă egală cu tensiunea nominală și un curent de 10 mA, o rezistență R cu valoarea suficient de mică pentru a nu influența măsurătoarea și un osciloscop cu memorie.

Rezistența R legată în serie cu varistorul prin intermediul unui releu temporizat, culege o tensiune mică, de circa 0,5 V, care se aplică osciloscopului cu memorie.

Măsurarea constă în aplicarea unui singur impuls de tensiune cu durata dată (tabelul 2) și citirea căderii de tensiune pe R cu ajutorul osciloscopului. Știind cu precizie valoarea rezistenței R se poate calcula curentul prin varistor.

Această metodă, asigură precizia necesară fapt pentru care se și recomandă (la rigoare), dar este greu reproductibilă din următoarele motive :

a — experimentatorul nu cunoaște întotdeauna constantele de material deținute de fabricant, fără de care nu poate stabili relațiile $U = CI^{\alpha}$ sau $I = BU^{\beta}$; ori pentru a afla abaterea admisibilă a curentului nominal ΔI, corespunzătoare unei tensiuni nominale constante cînd știm abaterea admisibilă a tensiunii nominale ΔU la un curent de 10 mA este absolut necesară cunoașterea constantelor α și β pentru a stabili relațiile :

$$\frac{\Delta I}{I} = \beta \frac{\Delta U}{U},$$

sau :

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\Delta U}{U};$$

b — montajul necesită o sursă stabilizată de tensiune continuă mare și capabilă să asigure un curent de 10 mA ;

c — rezistența R trebuie să fie foarte stabilă cu temperatura și în timp (s-a utilizat o rezistență de 50 Ω) ;

d — timpul de citire fiind foarte scurt este necesar un osciloscop cu memorie de bună calitate și cu o calibrare precisă. Un astfel de aparat este, în general, greu de procurat și costisitor ;

e — releul temporizat trebuie să poată suporta o tensiune de 1 300 V și un curent de 10 mA.

2.2. Metoda generatorului de impulsuri

O metodă directă folosită pentru măsurarea tensiunii nominale constă în aplicarea la bornele varistorului a unor impulsuri de amplitudine egală cu tensiunea nominală și de durată convenabilă, conform tabelului 2. Montajul este prezentat în figura 3.

În primarul transformatorului Tr. 1 se aplică de la un generator impulsuri cu durata corespunzătoare valorilor din tabelul 2 și un factor de umplere mai mare de 1.

În secundarul transformatorului Tr. 2 apar impulsuri de înaltă tensiune care se aplică varistorului.

Tensiunea de la bornele varistorului se aplică la una din intrările unui osciloscop calibrat, cu două spoturi.

Cu ajutorul unei sonde de curent S se aplică semnalul obținut de la sondă celeilalte intrări

a osciloscopului. Pe ecranul acestuia vor fi acum afișate cele două impulsuri : de tensiune și de curent.

Se modifică amplitudinea impulsurilor din primarul transformatorului Tr. 1 astfel ca

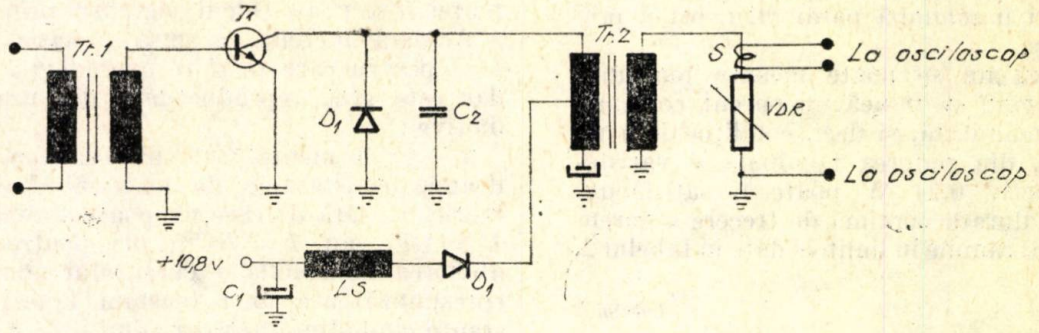


Fig. 3. Montajul electric realizat pentru metoda generatorului de impulsuri.

impulsul dat de sonda de curent să corespundă cu 10 mA ; citind în acest moment impulsul de pe ecranul osciloscopului cules de la bornele varistorului se află tensiunea nominală.

Această metodă are față de prima avantajele eliminării sursei de curent continuu și a releului temporizat, precum și citirea directă a tensiunii nominale. Montajul, în care generatorul de impulsuri este similar cu etajul final-linii din televizoarele portabile, permite măsurarea mai rapidă și cu o precizie mai mare a tensiunii nominale.

Singurul dezavantaj este dat poate de necesitatea unui osciloscop foarte bine calibrat prevăzut cu o sondă de curent.

2.3. Metoda generatorului de curent constant

Pentru măsurători operative pe loturi mari de piese a fost imaginată o metodă bazată pe realizarea unui compromis constînd din următoarele :

S-a constatat experimental că pentru o perioadă scurtă (0,1 s) poate fi depășită puterea nominală pe varistor fără a avea erori mari de

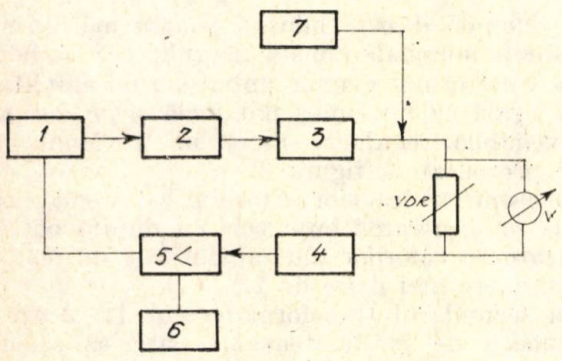


Fig. 4. Schema-bloc a generatorului de curent constant în montajul de măsurare a tensiunii nominale a varistoarelor.

măsurare sau a periclita componenta. Totodată, această perioadă de timp este suficientă pentru a putea citi indicația unui instrument de măsură în clasa de precizie dorită.

În principiu, montajul conține un generator de curent constant care produce la bornele varistorului o cădere de tensiune ; la un curent injectat egal cu valoarea curentului nominal, la bornele varistorului se va putea măsura tensiunea sa nominală.

Pornind de la aceste considerente a fost conceput și construit aparatul cu care au fost măsurate tensiunile nominale ale varistoarelor pentru televizoare [3, 4].

Aparatul are schema bloc din figura 4.

Principiul de funcționare este următorul :

Elementul de reglaj *1* execută reglarea tensiunii în partea de curent alternativ. S-a ales această soluție deoarece în partea de curent continuu tensiunile furnizate sînt de ordinul a 2 000 V, ceea ce împiedecă folosirea unui element de reglaj cu semiconductoare. Tensiunea de la acest element se aplică primarului transformatorului ridicător *2*.

Tensiunea stabilizată obținută la valoarea tensiunii nominale a varistorului (cca. 2 000 V) este redresată de puntea de redresare *3*. Circuitul se închide prin varistorul (V.D.R.) de măsurat și prin traductorul de curent-tensiune *4*, constînd dintr-o rezistență de 220 ohmi legată în serie cu varistorul. Căderea de tensiune de la bornele rezistenței (cca 2 V), proporțională cu valoarea curentului ce trece prin varistor, se aplică la intrarea neinversoare a unui amplificator operațional *5*.

La intrarea inversoare se aplică o tensiune fixă dată de sursa *6*. La ieșirea amplificatorului *5* rezultă o tensiune egală cu diferența celor două tensiuni de intrare, multiplicată cu o constantă A egală cu tensiunea amplificatorului operațional.

Tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional : $U = (U_1 - U_2)A$, se aplică pe baza elementului de reglaj *1*.

O variație a curentului prin varistor se traduce printr-o variație a tensiunii de la ieșirea amplificatorului operațional și implicit de pe baza elementului de reglaj, care se închide sau se deschide, ajustînd nivelul tensiunii în prima-

rul transformatorului ridicător de tensiune. În acest fel se asigură injectarea unui curent constant prin varistor. Căderea de tensiune la bornele varistorului se măsoară cu un voltmetru cu clasa de precizie dorită.

Pentru a nu depăși timpul de măsurare, evitînd și deteriorarea varistorului, aparatul a fost prevăzut cu un releu temporizat *7*, care închide circuitul un timp suficient de mic pentru a asigura securitatea componentei, dar suficient de lung pentru a putea efectua măsurările în bune condițiuni. Durata pauzei și a lucrului pot fi reglate după dorință.

Elementul de reglaj *1* este format din două etaje compuse. Ele lucrează în contratimp.

Tabelul 3

Tip	VT 41 068		VT 41 091		VT 41 130	
Un, V	680		910		1 300	
Un, %	±10		±10		±10	
Metoda	Gen. impuls	Gen. c.c.	Gen. impuls	Gen. c.c.	Gen. impuls	Gen. c.c.
Um / Nr.	V	V	V	V	V	V
1	710	712	850	855	1 395	1 396
2	780	780	960	960	1 320	1 320
3	620	624	880	880	1 400	1 400
4	740	745	890	888	1 170	1 165
5	680	683	900	905	1 250	1 254
6	735	730	940	940	1 300	1 305
7	740	740	860	855	1 350	1 355
8	680	680	940	940	1 350	1 350
9	690	695	860	860	1 355	1 350
10	670	672	830	828	1 325	1 320
11	700	698	990	994	1 275	1 275
12	720	720	850	854	1 175	1 170
13	740	740	910	910	1 250	1 250
14	710	710	880	885	1 400	1 405
15	690	692	980	980	1 275	1 274
16	700	700	920	922	1 300	1 300
17	680	680	890	890	1 250	1 255
18	660	657	870	875	1 180	1 180
19	630	628	820	820	1 260	1 255
20	700	705	860	856	1 400	1 405

Fiecare etaj este compus dintr-un tranzistor BC 107 pe baza căruia se aplică tensiunea de reglare, un tranzistor BD 139 și două tranzistoare de putere 2 N 3055.

Cele două tranzistoare de putere sînt montate în serie pentru a putea prelua tensiunea U_{CE} mai mare de 100 V.

Aparatul asigură un curent constant de 10 mA printr-o sarcină cu variația între 10 și 200 kohmi.

Modificînd tensiunea de referință la amplificatorul operațional *7*, aparatul poate să furnizeze curenți constanți într-o gamă extinsă pînă la 20 mA.

Din măsurătorile efectuate asupra unui lot de varistoare cu cele trei metode date s-a constatat că erorile de măsurare cu ajutorul generatorului de curent constant nu depășesc valoarea de 0,1%. Metoda generatorului de impulsuri este considerată mai precisă, întrucît ea asigură condițiile impuse cu privire la nedepășirea puterii nominale a varistorului.

3. Rezultate experimentale

În vederea atestării calității varistoarelor, fabricate de IPEE-Electroarges, s-au efectuat măsurări ale tensiunii nominale prin toate cele trei metode descrise mai sus.

Din cele 50 de măsurări pe fiecare tip de varistor sînt redate pentru comparație, în tabelul 3, rezultatele obținute la primele 20 de bucăți prin metoda generatorului de impulsuri și metoda generatorului de curent constant (utilizînd un voltmetru de vîrf).

După cum se observă, diferențele dintre rezultate, în acord cu eroarea de măsurare admisibilă, se datorează erorilor de metodă.

Bibliografie

[1] N.I. 65/26.07.1976.
[2] *Nicolau, Ed.* și *Beliș, M.* Măsuri electrice.
[3] *Felea, I.* ș.a. Circuite cu tranzistoare în industrie — (E.T. 1964).
[4] *Herșcovici, H.* Circuite integrate în aparatura de automatizare (E.T. 1976).

CZ 621.365.5 : 621.3.072

ÎNCĂLZIRE ELECTRICĂ
REGLAJUL PUTERII ELECTRICE

Considerații privind utilizarea încălzirii electrice în industria chimică

EUGEN COVAR* — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru desfășurarea unor reacții chimice este necesară realizarea unor temperaturi relativ ridicate (300...500°C) în vase de reacție (reactoare chimice) cu o construcție, în general, închisă, prezentată în figura 1. Forma este, de regulă, cilindrică cu capacele inferior și superior rotunjite și străpunse de conductele de golire și umplere.

O parte din volumul interior este ocupat de faza lichidă a substanțelor chimice aflate în reacție, iar restul de faza gazoasă. Încălzirea trebuie realizată în faza lichidă. Volumele reactoarelor chimice se încadrează, de regulă, în domeniul 0,2...20 m^3, avînd diametre $d = 0{,}1...2$ m și înălțimi $h = 0{,}3...5$ m. Puterea utilă este de ordinul 5...500 kW. Este important de remarcat că în decursul procesului chimic la care este supusă o șarjă de substanțe chimice introduse în reactor, puterea necesară variază destul de mult, putînd atinge raportul 1 : 50. De aceea, reglajul puterii dezvoltate în reactor este o problemă deosebit de importantă.

O altă chestiune deosebit de importantă este randamentul energetic, respectiv eficiența utilizării combustibililor. Încălzirea cu flacără a reactoarelor chimice se exclude datorită randamentului energetic scăzut și posibilităților reduse de reglaj al puterii și al temperaturii în reactor. Rămîn în discuție :

a — încălzirea cu un agent termic, care circulă prin serpentine (conducte) amplasate în interiorul reactorului ;

b — încălzirea electrică.

În cazul *a* randamentul energetic este ridicat ($\geq 0{,}7$) ținînd seama de randamentul cazanului în care este încălzit agentul termic ($\geq 0{,}8$) și de randamentul rețelei de transport al agentului termic de la cazan la reactorul chimic ($\geq 0{,}9$). Reglajul puterii absorbite de reactor se poate realiza destul de simplu și în limite largi cu ajutorul unui ventil ce variază debitul de agent termic. Totuși, apar dificultăți legate de proprietățile agentului termic. Astfel, utilizarea aburului este limitată la temperaturi de circa 200°C, deoarece cu creșterea temperaturii pînă la 400...500°C crește și presiunea (la valori de 40...140 bari), ceea ce ridică dificultăți constructive și mărește costul instalațiilor.

La temperaturi de peste 200°C se utilizează agenți termici care se mențin în fază lichidă la temperaturi de 200...500°C (realizînd o presiune de vapori redusă). Astfel de agenți termici sînt : uleiul mineral, difilul etc., dintre care unii sînt combustibili (prezintă pericol de incendiu). Încălzirea acestor agenți termici se realizează în cazane speciale, de puteri calorice relativ mici (0,2...Gcal/h) care alimentează numai reactoarele chimice. Combustibilul utilizat este, de regulă, lichid (păcură) sau gazos (gaz metan). Variația în limite largi a puterii absorbite de reactoarele chimice implică variația în limite largi a sarcinii termice a cazanelor ce alimentează reactoarele chimice, deci funcționare la randamente energetice scăzute, dificultăți în realizarea reglajului puterii etc.

Utilizarea energiei electrice prezintă inconvenientul unui randament energetic relativ scăzut, deoarece se obține în cea mai mare parte din combustibili cu un randament de circa 30% (inclusiv transportul pînă la consumator). Totuși, utilizarea energiei electrice prezintă avantaje importante, [1] :

— disponibilitate în orice loc și timp ;
— parametri constanți de furnizare (tensiune, frecvență, continuitate în alimentare) ;
— puterea disponibilă are valori nelimitate ;
— reglajul puterii se poate realiza cu precizie și în limite largi (1 :100) ;
— măsurarea ușoară și precisă a puterii și energiei consumate ;
— energia electrică se obține, în mare măsură, din combustibili inferiori (lignit).

Datorită avantajelor sale, energia electrică este și va fi tot mai mult utilizată pentru încălzirea reactoarelor chimice.

1. Posibilități de utilizare a energiei electrice la încălzirea reactoarelor chimice

1.1. Încălzirea prin rezistențe

Este utilizată la puteri relativ mici, (zeci de kW) deoarece suprafețele rezistoarelor, prin care căldura este cedată fluidului din reactor, sînt relativ reduse și puterea specifică pe unitatea de suprafață este limitată de diferența de temperatură maxim admisă între rezistor și mediul încălzit (1...17 W/cm^2) [1]. Adesea rezistoarele sînt introduse în tuburi protectoare (ca în figura 1) pentru a evita contactul direct cu substanțele din reactorul chimic.

* IITP IC — București

Randamentul electric (de transformare a energiei electrice în căldură) este bun (aproape 100%). Factorul de putere este: $\cos \varphi = 1$.

1.2. Încălzirea prin inducție electromagnetică fără circuit feromagnetic

În acest caz se bobinează în jurul reactorului o înfășurare cilindrică (inductor), ca în figura 1, care va fi parcursă de curent după conectarea

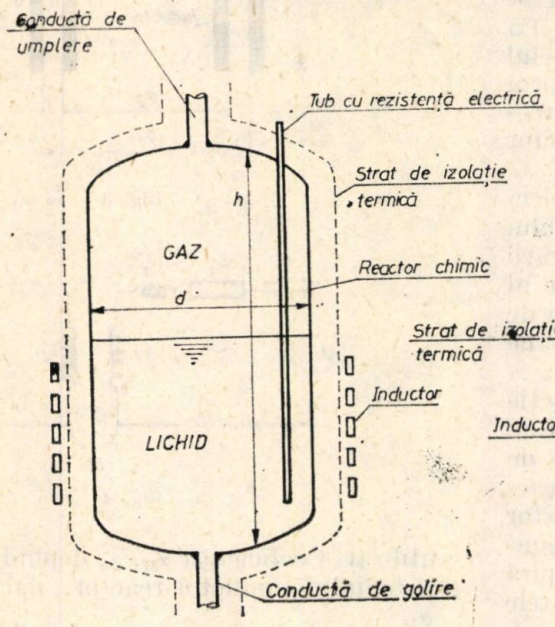


Fig. 1

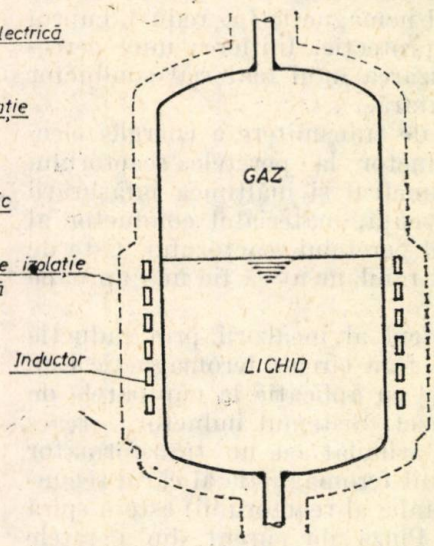


Fig. 2

acesteia la o sursă de tensiune. În peretele metalic (oțel) al reactorului chimic ia naștere prin inducție electromagnetică un curent electric (o pînză de curent), de sens contrar curentului din inductor, care încălzește peretele reactorului, iar căldura dezvoltată se transmite fluidului din vas. Suprafața de schimb de căldură cu fluidul din reactor este mare și se admit puteri mari fără pericolul unor supraîncălziri locale.

Randamentul electric și factorul de putere depind de diametrul și înălțimea inductorului (deci de diametrul reactorului și înălțimea fazei lichide din reactor) și de frecvența utilizată.

La frecvența industrială (50 Hz) randamentul electric se menține la valori acceptabile (0,7 — 0,85), dacă diametrul reactorului nu scade sub 1 m, ceea ce corespunde, în general, domeniului de puteri: 100...500 kW. Factorul de putere are valori scăzute: $\cos \varphi = 0{,}2...0{,}3$.

La diametre mai mici de 1 m este necesară utilizarea unor frecvențe ridicate (150...8 000 Hz) pentru a menține randamentul electric de încălzire a reactorului la valori acceptabile (0,7...0,85), dar aceasta implică utilizarea unor surse speciale (generatoare electrice, convertoare electronice etc.) care au un randament propriu de 0,8...0,95. Rezultă: un randament electric global (reactor chimic + sursa de frecvență ridicată) relativ scăzut (0,56...0,81), scumpirea instalațiilor, scăderea fiabilității etc. Factorul de putere se menține la valori scăzute: $\cos \varphi = 0{,}05...0{,}3$. Este necesară compensarea factorului de putere prin condensatoare electrice.

Existența izolației termice între peretele reactorului chimic și inductor permite realizarea înfășurării inductoare cu conductoare izolate utilizate curent în construcția mașinilor electrice.

Căldura dezvoltată în rezistența electrică a inductorului trebuie evacuată în exterior și reprezintă o pierdere (15...30% din puterea absorbită de reactorul chimic). De regulă, se folosește răcirea cu aer prin ventilație forțată, puterea consumată de ventilator adăugîndu-se la pierderi.

1.3. Încălzirea mixtă prin rezistență și inducție electromagnetică fără circuit feromagnetic

Soluțiile tehnice prezentate la punctele 1.1 și 1.2 sînt utilizate deja în industrie. În figura 2 se prezintă un reactor chimic încălzit prin inducție electromagnetică avînd randamentul electric de 100%. Ideea de bază constă în utilizarea la încălzirea reactorului a pierderilor Joule din inductor. În acest scop, între inductor și peretele reactorului nu se montează izolație termică, ceea ce permite căldurii să treacă de la inductor la peretele vasului (prin radiație și convecție).

În acest caz, inductorul trebuie realizat să reziste la o temperatură de 500...600°C. Izolația este ceramică. Optimizarea acestei soluții tehnice (practic neutilizată) depinde de alege-

rea materialului conductor al inductorului, care trebuie să îndeplinească condiţiile :

— rezistenţă la temperaturi ridicate (500... 600°C), cu uzură lentă prin oxidare ;

— rezistivitate electrică redusă ;

— permeabilitate magnetică relativă redusă (preferabil $\mu_r = 1$).

Îndeplinind condiţiile menţionate, o parte mai mare din căldură se dezvoltă în peretele reactorului şi, deci, o parte mai mică în inductor (temperatura acestuia este mai scăzută). Ca materiale conductoare se pot folosi : oţelul inoxidabil, oţelul nemagnetic (μ_r redus), cuprul cu acoperiri de protecţie. Iniţierea unor cercetări pentru realizarea unui material conductor optim ar fi salutară.

Randamentul de transmitere a energiei electrice de la inductor la peretele reactorului depinde de : diametrul şi înălţimea înfăşurării inductoare, frecvenţă, materialul conductor al inductorului şi al peretelui reactorului. Este de preferat ca acest randament să fie mai aproape de valoarea 1.

Metoda de calcul al încălzirii prin inducţie electromagnetică fără circuit feromagnetic este prezentată în [1] cu aplicaţie la cuptoarele de inducţie cu creuzet. Sistemul inductor — reactor chimic este asimilat cu un transformator electric fără circuit feromagnetic al cărui secundar (peretele metalic al reactorului) este o spiră în scurtcircuit. Pînza de curent din peretele reactorului are, practic, înălţimea inductorului. Schematic, fenomenul este redat în figura 3, [1] în care δ_1, δ_2 reprezintă adîncimile de pătrundere ale curentului în inductor, respectiv indus (peretele reactorului). Schema electrică echivalentă este dată în figura 4, [1], în care :

— R_1 este rezistenţa echivalentă a inductorului (primarul transformatorului) ;
— L_I — inductivitatea externă a inductorului ;
— L_1 — inductivitatea interioară a inductorului ;
— R_2 — rezistenţa echivalentă a indusului (secundarul transformatorului) ;
— L_{II} — inductivitatea externă a indusului ;
— L_2 — inductivitatea interioară a indusului ;
— M — inductivitatea mutuală a sistemului inductor-reactor.

Se notează [1] :

$$\xi = \frac{I_2^2}{(NI_1)^2}. \qquad (1)$$

În [1] se demonstrează că :

$$\xi = \frac{\left(\frac{\alpha_M}{\alpha_2}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_2}{\omega L_{II}}\right)^2}. \qquad (2)$$

În care α_M, α_2 sînt coeficienţi utilizaţi în calculul inductivităţilor M, respectiv L_{II}, iar $\omega = 2\pi f$, f fiind frecvenţa curentului alternativ

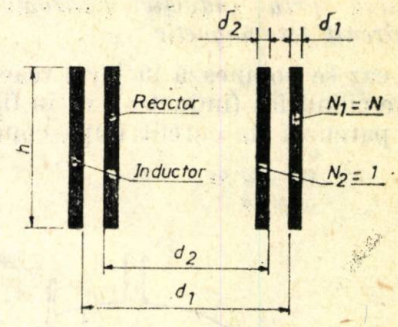


Fig. 3

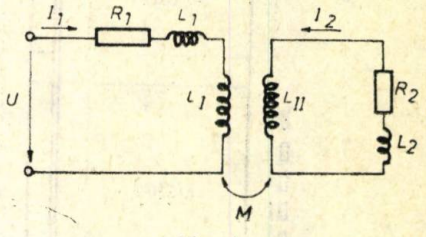


Fig. 4

utilizat. Coeficienţii α_M, α_2 depind de geometria sistemului inductor-reactor, dar întotdeauna $\frac{\alpha_M}{\alpha_2} < 1$ şi, în consecinţă, $\xi < 1$. În practică, $\xi = 0{,}1 \ldots 0{,}4$. Aceasta arată că o parte destul de mică din solenaţia inductorului se regăseşte în indus. Pentru a obţine un efect Joule în indus ($R_2 I_2^2$) mai mare decît cel din inductor $\left[R_1 I_1^2 = \frac{R_1}{N^2} \cdot (NI_1)^2\right]$ este necesar ca :

$$R_2 > \frac{R_1}{N^2}, \qquad (3)$$

$\frac{R_1}{N^2}$ reprezentînd rezistenţa echivalentă a inductorului considerat ca o singură spiră, similar cu indusul [1].

Pentru a realiza relaţia (3) este util ca rezistivitatea electrică ρ_1 a materialului conductor al inductorului să fie cît mai mică în raport cu rezistivitatea electrică ρ_2 a materialului peretelui reactorului, iar adîncimea de pătrundere δ_1 a inductorului să fie mai mare decît cea a indusului (δ_2).

Avînd în vedere că [1] :

$$\delta_1 = 503 \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu_{r_1} \cdot f}} \text{ [m]}, \qquad (4)$$

$$\delta_2 = 503 \sqrt{\frac{\rho_2}{\mu_{r_2} \cdot f}} \text{ [m]}, \qquad (5)$$

în care μ_{r_1}, μ_{r_2} sînt permeabilităţile magnetice relative ale materialelor conductoare ale inductorului şi, respectiv, indusului, realizarea condiţiei $\delta_1 > \delta_2$ necesită $\mu_{r_1} \ll \mu_{r_2}$, mai ales că $\rho_1 < \rho_2$.

Pentru creşterea valorii ξ se utilizează şi creşterea frecvenţei f care determină reducerea termenului $\left(\frac{R_2}{\omega L_{II}}\right)^2$, dar aceasta necesită intercalarea unor surse de frecvenţă ridicată între reţeaua de frecvenţă industrială (50 Hz) şi reactorul încălzit prin inducţie.

1.4. Încălzire prin inducţie cu circuit feromagnetic

Circuitul feromagnetic permite obţinerea unei valori ξ foarte apropiate de 1 (practic se poate considera $\xi = 1$) la frecvenţa de 50 Hz (deci nu mai sînt necesare surse de frecvenţă ridicată). Aceasta se datoreşte faptului că $\alpha_M \cong \alpha_2$ şi $\omega L_{II} \gg R_2$. Un exemplu de aplicare este prezentat în figura 5.

Indusul este format dintr-un cilindru metalic (oţel), *2*, care se încălzeşte datorită circulaţiei curentului indus în acesta. Căldura dezvoltată

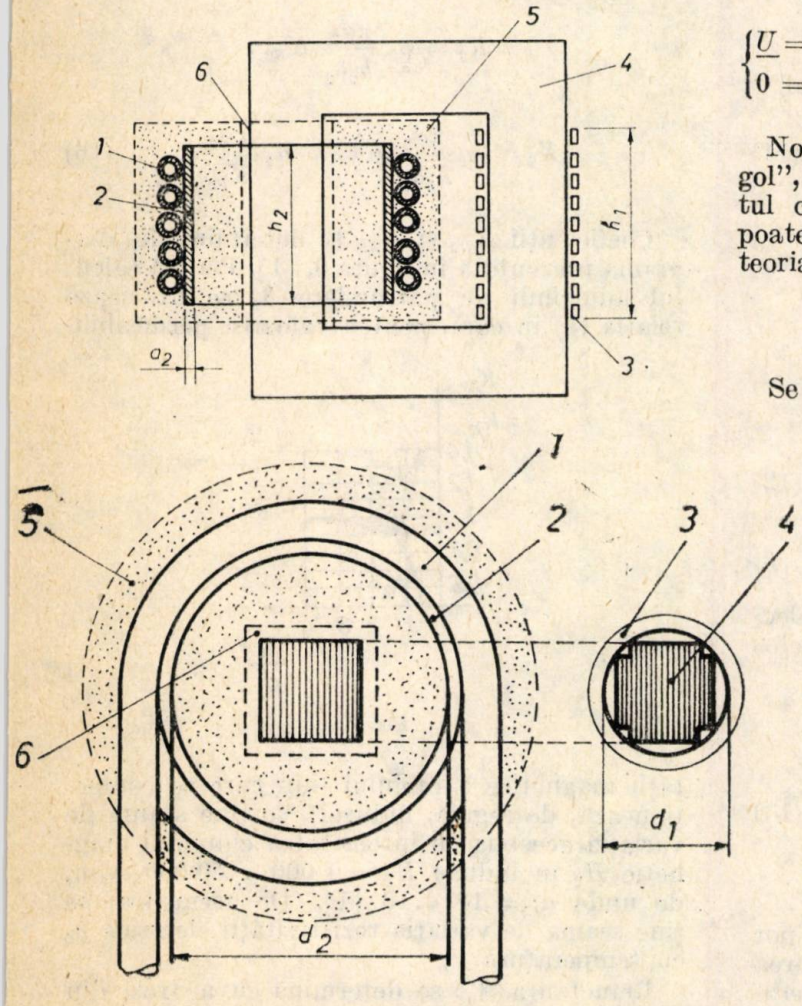


Fig. 5

în indusul *2* se transmite prin radiaţie, conducţie şi convecţie la conducta *1* ce îl înconjoară sub formă de serpentină. Pierderile termice sînt limitate la valori reduse prin izolaţia termică *5*, de grosime suficient de mare, iar circuitul magnetic *4*, şi inductorul *3*, bobinat pe acesta, sînt amplasate în afara cîmpului termic, putînd fi realizate cu materiale electrotehnice obişnuite (ceea ce reprezintă un avantaj).

Această soluţie tehnică poate fi aplicată şi la diametre ale indusului, $d_2 < 1$ m, la frecvenţa industrială şi la puteri mai mici de 100 kW, randamentul electric menţinîndu-se la valori ridicate (0,95...0,98), iar factorul de putere avînd valori: $\cos \varphi = 0{,}8...0{,}9$ (nu mai este necesară compensarea factorului de putere, individual, la fiecare reactor chimic). Ca dezavantaje se pot menţiona consumul suplimentar de metal pentru circuitul feromagnetic şi faptul că puterea activă dezvoltată în rezistenţa inductorului şi în fierul circuitului trebuie evacuate în exterior, deci se pierd.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de calcul. Schema echivalentă este cea din figura 4. Ecuaţiile de funcţionare în regim permanent sinusoidal sînt [1]:

$$\begin{cases} \underline{U} = (R_1 + j\omega L_1)\underline{I}_1 + j\omega L_I \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 \\ 0 = j\omega M \underline{I}_1 + j\omega L_{II} \underline{I}_2 + (R_2 + j\omega L_2)\underline{I}_2. \end{cases} \tag{6}$$

Notînd cu $\underline{I}_{10}$ curentul primar de „mers în gol", adică cu secundarul deschis ($\underline{I}_{10}$ este curentul ce întreţine fluxul magnetic mutual), se poate scrie relaţia solenaţiilor, cunoscută din teoria transformatorului:

$$N\underline{I}_{10} = N\underline{I}_1 + \underline{I}_2. \tag{7}$$

Se mai pot scrie relaţiile:

$$M = \frac{N}{\mathcal{R}_{Fe}}; \quad L_I = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{Fe}} + \frac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}};$$

$$L_{II} = \frac{1}{\mathcal{R}_{Fe}} + \frac{1}{\mathcal{R}_{a2}}, \tag{8}$$

$$\mathcal{R}_{Fe} = \frac{l_{Fe}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe}}; \qquad \mathcal{R}_{a1} = \frac{h_1}{\mu_0 \cdot A_{a1}};$$

$$\mathcal{R}_{a2} = \frac{h_2}{\mu_0 \cdot A_{a2}}, \tag{9}$$

$$X_1 = \omega L_1; \; X_2 = \omega L_2. \tag{10}$$

S-au utilizat notaţiile:

$\mathcal{R}_{Fe}$ este reluctanţa circuitului feromagnetic;

l_{Fe} — lungimea fibrei medii a circuitului feromagnetic;

A_{Fe} — aria secțiunii transversale a circuitului feromagnetic (considerată constantă în acest caz);
$\mathcal{R}_{a1}$ — reluctanța fluxului magnetic de scăpări al primarului (inductorului), aproximată, cu suficientă precizie, prin reluctanța volumului de aer cuprins între inductor și circuitul feromagnetic;
A_{a1} — aria secțiunii ocupate de aer între inductor și miezul feromagnetic;
h_1 — înălțimea inductorului;
$\mathcal{R}_{a2}$ — reluctanța fluxului magnetic de scăpări al secundarului (indusului), aproximată, cu suficientă precizie prin reluctanța volumului de aer cuprins între indus și miezul feromagnetic;
A_{a2} — aria secțiunii ocupate de aer între indus și miezul feromagnetic;
h_2 — înălțimea indusului;
μ_0 — permeabilitatea magnetică a vidului (aerului).

Relațiile (6) devin:

$$\begin{cases} \underline{U}=(R_1+jX_1)\,\underline{I}_1+j\omega\left(\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{Fe}}+\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}}\right)\underline{I}_1+ \\ \qquad +j\omega\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{Fe}}(\underline{I}_{10}-\underline{I}_1) \\ 0=j\omega\dfrac{1}{\mathcal{R}_{Fe}}(N\underline{I}_{10}-\underline{I}_2)+ \\ +j\omega\left(\dfrac{1}{\mathcal{R}_{Fe}}+\dfrac{1}{\mathcal{R}_{a2}}\right)\underline{I}_2+(R_2+jX_2)\underline{I}_2, \end{cases} \tag{11}$$

apoi:

$$\begin{cases} \underline{U}=\left(R_1+jX_1+j\omega\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}}\right)\underline{I}_1+j\omega\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{Fe}}\underline{I}_{10} \\ -j\omega M\underline{I}_{10}=\left(R_2+jX_2+j\dfrac{\omega}{\mathcal{R}_{a2}}\right)\underline{I}_2. \end{cases} \tag{12}$$

Termenul $\underline{U}_{20}=-j\omega M\underline{I}_{10}$ este tensiunea electromotoare indusă în secundarul deschis ($\underline{I}_2=0$). Relațiile (12) se pot scrie:

$$\begin{cases} \underline{U}=\left(R_1+jX_1+j\omega\dfrac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}}\right)\underline{I}_1-N\cdot\underline{U}_{20} \\ \underline{U}_{20}=\left(R_2+jX_2+j\dfrac{\omega}{\mathcal{R}_{a2}}\right)\underline{I}_2. \end{cases} \tag{13}$$

Pe baza relațiilor de funcționare (13) se pot stabili relațiile de calcul pentru proiectarea încălzitorului prin inducție cu circuit feromagnetic.

Astfel se dă, prin tema de proiectare, puterea utilă P_2 (ce se transformă în căldură în indus). Se determină din considerente termice și tehnologice (temperaturi maxime admise la indus și la conducta prin care trece fluidul încălzit) puterea specifică p_{s2} pe unitate de suprafață a indusului.

Rezultă aria laterală A_{l2} a indusului:

$$A_{l2}=\frac{P_2}{p_{s2}}, \tag{14}$$

pe baza căreia se stabilesc dimensiunile indusului.

Se stabilește o secțiune inițială pentru circuitul feromagnetic:

$$A_{Fe}=\frac{U_{20}}{4{,}44\cdot f\cdot B_{max}}, \tag{15}$$

în care se alege o valoare inițială de calcul: $U_{20}=2\ldots6$ V și $B_{max}=0{,}9\ldots1{,}2$ T (inducția magnetică maximă în miezul feromagnetic). Se calculează apoi [1]:

$$R_2=\rho_2\frac{\pi d_2}{h_2\delta_2}K_{R2};$$

$$X_2=\rho_2\frac{\pi d_2}{h_2\delta_2}K_{X2}=R_2\frac{K_{X2}}{K_{R2}}. \tag{16}$$

Coeficienții K_{R2} și K_{X2} se determină din diagrama prezentată în figura 6, [1]. Pentru calculul adîncimii de pătrundere δ_2 se utilizează relația (5) în care, pentru valoarea permeabili-

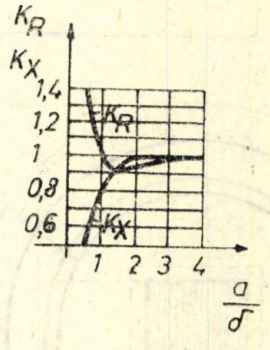


Fig. 6

tății magnetice a oțelului (din care se confecționează, de regulă, indusul), se ține seama de variația acesteia cu intensitatea cîmpului magnetic H_2 în indus: $H_2=1\,000\ldots50\,000$ A/m, de unde $\mu_{r2}=18\ldots10$ [1]. De asemenea, se ține seama de variația rezistivității electrice ρ_2 cu temperatura.

Reluctanța $\mathcal{R}_{a2}$ se determină cu a treia din relațiile (9).

Curentul I_2 din indus se determină din relaţia :

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_2}{R_2}}. \tag{17}$$

Rezultă :

$$U_{20} = I_2 \sqrt{R_2^2 + \left(\frac{\omega}{\mathcal{R}_{a2}} + X_2\right)^2} \tag{18}$$

Se redimensionează circuitul magnetic cu relaţia (15), se recalculează $\mathcal{R}_{a2}$ şi se obţine o valoare corespunzătoare (definitivă) U_{20}.

Ţinînd seama că termenul $\left(R_1 + jX_1 + j\omega\frac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}}\right)\underline{I}_1$ are o pondere mică (1...5%), în prima relaţie (13) se poate considera :

$$N \cdot U_{20} = (0{,}95 \ldots 0{,}99)U. \tag{19}$$

Rezultă numărul de spire N al inductorului :

$$N = (0{,}95 \ldots 0{,}99)\frac{U}{U_{20}}. \tag{20}$$

Ţinînd seama că $I_{10} = (3 \ldots 10\%)\ I_1$, se poate scrie cu bună aproximaţie :

$$I_1 \cong \frac{I_2}{N}. \tag{21}$$

Se alege materialul (cupru sau aluminiu) şi secţiunea conductorului inductorului şi se dimensionează bobina inductorului. Se calculează R_1, X_1 ($X_1 \cong 0$) şi $\mathcal{R}_{a1}$.

Se calculează, ca la un transformator de putere, pierderile de putere activă P_0 în miezul feromagnetic şi puterea reactivă Q_0 necesară pentru magnetizarea acestuia.

Puterea activă P_1 absorbită de inductor de la reţeaua electrică de alimentare este :

$$P_1 = R_2 \cdot I_2^2 + P_0 + R_1 \cdot I_1^2. \tag{22}$$

Puterea reactivă Q_1 absorbită la bornele inductorului este :

$$Q_1 = \left(X_2 + \frac{\omega}{\mathcal{R}a_2}\right)I_2^2 + Q_0 + \left(X_1 + \omega\frac{N^2}{\mathcal{R}_{a1}}\right)I_1^2. \tag{23}$$

Rezultă randamentul electric η_e :

$$\eta_e = \frac{R_2 \cdot I_2^2}{R_2 \cdot I_2^2 + P_0 + R_1 \cdot I_1^2}, \tag{24}$$

şi factorul de putere cos φ :

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}, \tag{25}$$

precum şi o valoare mai exactă pentru curentul I_1 absorbit la bornele inductorului :

$$I_1 = \frac{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}{U}. \tag{26}$$

Pentru obţinerea unor valori mari (apropiate de 1) ale randamentului şi factorului de putere este util ca rezistenţa indusului (R_2) să fie mare (grosimea a_2 mică).

3. Reglajul puterii electrice

Echipamentul electrotermic al unui reactor chimic (încălzit prin rezistenţe sau inducţie electromagnetică cu sau fără circuit feromagnetic) se dimensionează pentru puterea maximă necesară (nominală), iar reglajul se realizează numai în sensul reducerii puterii faţă de valoarea nominală.

Există mai multe posibilităţi de reglaj :

a — conectarea şi deconectarea unor rezistenţe (în cazul încălzirii prin rezistenţe) alimentate la tensiune constantă ;

b — variaţia numărului de spire al inductorului (la încălzirea prin inducţie) alimentat la tensiune constantă ; puterea electrică (transformată în căldură) variază invers proporţional cu pătratul numărului de spire (N), adică la puterea minimă corespunde numărul maxim de spire, iar la puterea maximă corespunde numărul minim de spire (restul spirelor nefiind utilizate) ; rezultă ca dezavantaje : utilizarea neeconomică a materialului conductor al inductorului, complicaţii constructive (prize pe înfăşurarea inductorului, borne suplimentare la care sînt scoase prizele, cabluri suplimentare pînă la tabloul electric de alimentare etc.) costuri suplimentare, exploatare mai dificilă.

c — variaţia tensiunii de alimentare ; puterea electrică variază proporţional cu patratul tensiunii (atît la încălzirea cu rezistenţe cît şi la încălzirea prin inducţie) ; această metodă se poate aplica cu eficienţă ridicată în cazul echipamentelor electrotermice trifazate (compuse din cîte trei echipamente monofazate), frecvent utilizate pentru a asigura încărcarea echilibrată a fazelor reţelei de alimentare, treptele de putere ce se pot obţine fiind indicate în tabelele 1, 2.

Se obţin, în total, conform tabelului 1,14 trepte distincte de putere, cu raportul maxim de reglaj 1 :27, utilizînd în total 11 contactoare, iar conform tabelului 2 se obţin, în total, 7 trepte distincte cu raportul maxim de reglaj 1 :9, utilizînd 8 contactoare. Deza-

Tabelul 1

CONEXIUNE	TENSIUNE			PUTERE / PUTERE NOMINALA TRIFAZATA			
	FAZA R	FAZA S	FAZA T	FAZA R	FAZA S	FAZA T	TOTAL [%]
	U	U	U	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	100
	U	U	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	77,8
	U	U	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0	66,7
	U	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	55,6
	U	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	50
	U	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	0	44,4
	U	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	38,9
	U	0	0	$\frac{1}{3}$	0	0	33,3
	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	33,3
	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	27,8
	0	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	22,2
	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	16,7
	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	16,7
	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	0	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2$	0	0	11,1
	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	11,1
	0	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	$\frac{U}{2\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2$	5,6
	$\frac{U}{3\sqrt{3}}$	$\frac{U}{3\sqrt{3}}$	$\frac{U}{3\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3\sqrt{3}}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3\sqrt{3}}\right)^2$	3,7

Tabelul 2

CONEXIUNE	TENSIUNE			PUTERE / PUTERE NOMINALA TRIFAZATA			
	FAZA R	FAZA S	FAZA T	FAZA R	FAZA S	FAZA T	TOTAL [%]
	U	U	U	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	100
	U	$\frac{\sqrt{3}U}{2}$	$\frac{\sqrt{3}U}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$	83,3
	0	U	U	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	66,7
	U	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	50
	0	$\frac{\sqrt{3}U}{2}$	$\frac{\sqrt{3}U}{2}$	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$	50
	U	0	0	$\frac{1}{3}$	0	0	33,3
	$\frac{\sqrt{3}U}{3}$	$\frac{\sqrt{3}U}{3}$	$\frac{\sqrt{3}U}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)^2$	33,3
	0	$\frac{U}{2}$	$\frac{U}{2}$	0	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{2}\right)^2$	16,7
	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	$\frac{1}{3}\times\left(\frac{1}{3}\right)^2$	11,1

vantajul principal al reglajului realizat conform tabelelor 1, 2 este acela că pentru unele trepte de putere nu se asigură simetria încărcării fazelor;

d — reglajul prin trenuri (pachete) de unde, realizat prin succesiunea intervalelor de conectare și de pauză (deconectare) [1]; acest sistem de reglaj se poate realiza cu contactoare electromagnetice (la o frecvență de 200—300 cicluri/h) sau cu contactoare statice (tiristoare) la o frecvență de 2 000—3 000 cicluri/h.

Funcționarea acestui tip de reglaj este redată în figura 7 și se bazează pe valoarea mare a constantei de timp termice a reactorului chimic încălzit (de ordinul minutelor sau chiar al orelor).

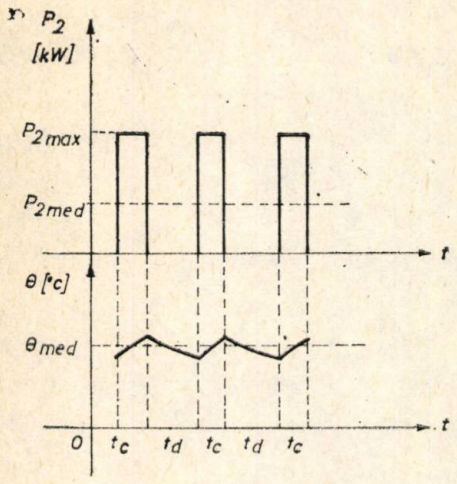


Fig. 7

În funcție de timpul de conectare t_c și de timpul de deconectare t_d, se obține puterea medie utilă $P_{2\,med}$:

$$P_{2\,med} = P_{2\,max} \frac{t_c}{t_c + t_d}. \qquad (27)$$

Pentru a realiza variații mici ale temperaturii θ în jurul valorii θ_{med} este necesar ca t_c și t_d să aibă valori mici (deci frecvență mare de comutare) ceea ce implică utilizarea comutației statice.

Este necesară asimilarea în producția internă a unei instalații statice trifazate de reglaj prin trenuri de unde cu alimentare la 3 × 380/220 V, 50 Hz cu posibilitatea de reglaj manual și automat al puterii în raportul 1 :100 (t_c = 20 ms t_d = 1 980 ms) și 2 variante de putere : 70 kVA și 700 kVA.

Se mai poate realiza un reglaj al puterii electrice prin comutare între 2 trepte din tabelul 1 sau 2 care încadrează puterea $P_{2\,med}$ necesară, ca în figura 8. Variațiile temperaturii θ în jurul valorii necesare θ_{med} sînt relativ mai mici (față de reglajul „tot sau nimic" din figura 7) și se pot accepta valori t_c și t_d mai mari, deci se pot utiliza contactoare.

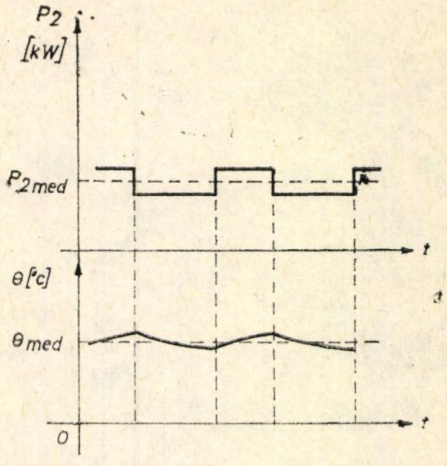


Fig. 8

Concluzii

Încălzirea electrică a reactoarelor chimice reprezintă acum și, mai ales, în perspectivă, alternativa preferabilă pentru majoritatea aplicațiilor industriale, datorită necesităților de reglaj al puterii în limite largi și cu precizie relativ mare.

La puteri mici (pînă la 20—30 kW) se poate utiliza încălzirea prin rezistențe, iar la puteri mai mari se utilizează încălzirea prin inducție electromagnetică.

Sînt prezentate două soluții tehnice cu randament electric ridicat :

— încălzirea mixtă prin rezistență și inducție electromagnetică fără circuit feromagnetic (subcapitolul 1.3) ;

— încălzirea prin inducție cu circuit feromagnetic (subcapitolul 1.4).

Bibliografie

[1] *Comșa, D., Pantelimon, L.* Electrotermie. Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1979.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA“,
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 2091

BIBLIOTECA MUZEULUI TEHNIC

([illegible] 1991

=2040/1

Energia
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI ANUL 32 • NR. 4 • MAI 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 4 mai 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.2 : 621.314.6

MOTOARE DE C.C.
TIPIZĂRI CONSTRUCTIVE

Răduţi, C. : **Spre o serie unitară de motoare de curent continuu comandate prin mutatoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 125

Articolul prezintă principalele orientări privind elaborarea unei serii unitare de motoare de c.c. destinate a fi alimentate de la mutatoare comandate, precum şi încercările de a se realiza o corelare între şirul de putere şi şirul de gabarite.

CZ 621.314.5

CONVERTOARE STATICE
INTEGRARE NUMERICĂ

Hauler, E. : **Sistemul convertor static c.a. — c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie.**
Partea a II-a : Prezentarea şi discuţia rezultatelor obţinute în urma integrării numerice.

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 131

În lucrare se prezintă, în urma integrării numerice a sistemelor de ecuaţii diferenţiale ce caracterizează funcţionarea în regim staţionar a sistemului convertor static c.a. — c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric, variaţiile în timp ale principalelor mărimi caracteristice (curenţi, tensiuni, puteri, cuplul şi turaţia maşinii etc.), spectrele de armonici ale diferitelor mărimi şi performanţele energetice globale ale sistemului. Discuţia rezultatelor se face ţinînd seama atît de regimul de funcţionare la curent continuu neîntrerupt, cît şi de cel întrerupt.

CZ 621.3.032 : 621.314.222

TRANSFORMATOARE DE FORŢĂ
EMISIE ULTRASONORĂ

Marinescu, A., Georgescu, G., Filişeanu, V. : **Instalaţie pentru detectarea descărcărilor parţiale din izolaţia transformatoarelor folosind tehnica emisiei ultrasonore.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 137

Se prezintă construcţia echipamentului de detecţie ultrasonoră a descărcărilor parţiale din transformatoarele de forţă, proiectat şi realizat în laboratorul de înaltă tensiune al CCSIT-Electroputere Craiova. Destinat a echipa transformatoarele de forţă în exploatare, acesta sesizează şi semnalizează apariţia descărcărilor parţiale care depăşesc un nivel prestabilit în zonele cele mai solicitate ale izolaţiei transformatoarelor în timpul funcţionării.

CZ 621.14 : 532.1

PRESIUNEA FLUIDELOR
TRADUCTOR HALL DE UNGHI

Heler, A. : **Posibilitatea folosirii unui traductor Hall de unghi, indigen, asamblat cu un tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal, la măsurarea, înregistrarea şi reglarea presiunii fluidelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 140

În lucrare sînt prezentate cele trei tipuri de tuburi elastice Bourdon (răsucit, spiral şi elicoidal), care sînt traductoare mecanice ce asigură o anumită dependenţă între presiunea de măsurat p (ca mărime de intrare, $X_i = p$) şi o deviaţie unghiulară α (ca mărime de ieşire, $X_e = \alpha$). Se descrie traductorul Hall de unghi, indigen şi se evidenţiază posibilitatea realizării unor manometre, prin asamblarea unui tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal cu traductorul Hall de unghi. Se dau rezultatele experimentale obţinute cu traductorul Hall de unghi, realizat de autor folosind material semiconductor indigen.

CZ 621.313.333

MAŞINA DE INDUCŢIE
CÎMP MAGNETIC
METODA ELEMENTELOR FINITE

Viorel, T. A. ş.a. : **Analiza numerică prin metoda elementelor finite a cîmpului magnetic din maşina de inducţie în regim staţionar.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 143

Lucrarea prezintă rezolvarea numerică prin metoda elementelor finite a problemei neliniare de analiză a cîmpului magnetic staţionar din secţiunea transversală a maşinii de inducţie cu rotor în colivie. Distribuţia corespunzătoare de curenţi statorici şi rotorici, considerată la un moment dat, la o anumită alunecare şi în ipoteza rotorului pseudostaţionar, este predeterminată în baza unui model perfecţionat de circuit în regim permanent al maşinii de inducţie.

CZ 621. 318.3 : 621.3.013

ELECTROMAGNEŢI
CÎMP MAGNETIC

Constantin, E. ş.a. : **Probleme specifice la calculul electromagneţilor elevatori.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 149

În lucrare se prezintă o metodă de optimizare a electromagneţilor elevatori, astfel că forţa portantă impusă să se realizeze la o putere consumată minimă. În continuare se analizează apoi cîmpul magnetic în întrefierul principal şi se arată că valorile inducţiilor magnetice şi, în consecinţă, forţele specifice diferă mult între polul interior şi cel exterior. Pe baza concluziilor rezultate a fost proiectat un electromagnet elevator pentru $F_s = 12 \cdot 10^4$ N.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.2 :621.314.6

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
КОНСТРУКТИВНАЯ ТИПИЗАЦИЯ

Рэдуци, К.: **Единая серия двигателей постоянного тока, управляемых мутаторами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 125

В статье представляются основные направления в разработке единой серии двигателей постоянного тока, предусмотренных питаться от управляемых мутаторов, одновременно с попыткой осуществления корреляции между рядом мощностей и рядом габаритов.

УДК 621.314.5

СТАТИЧЕСКИЕ КОНВЕРТОРЫ
ЧИСЛЕННОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Хаулер, Е.: **Система статический конвертор переменного /постоянного тока в однофазной мостовой схеме ассиметричного полууправляемого типа — серийный двигатель постоянного тока. Часть II-ая: Изложение и обсуждение результатов, полученных в результате численного интегрирования.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 131

В работе представляются, в результате численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, характеризующих функционирование в стационарном режиме системы статический конвертор переменного /постоянного тока в однофазной мостовой схеме ассиметричного полууправляемого типа, изменения во времени основных специфических величин (токи, напряжения, мощности, вращающий момент, число оборотов в минуту машины и т.п.), спектры гармоник различных величин и глобальные энергетические показатели системы. Обсуждение результатов проводится, учитывая режим функционирования как при непрерывном, так и прерывистом постоянном токе.

УДК 621.3.032 :621.314.222

СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
УЛЬТРААККУСТИЧЕСКАЯ ЭМИССИЯ

Маринеску, А., Джеорджеску, Г. Филишеану, В.: **Установка для детектирования частичных разрядов в изоляции трансформаторов на основе техники ультрааккустической эмиссии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 137

Представлена конструкция установки ультрааккустического детектирования частичных разрядов в силовых трансформаторах, спроектированной и изготовленной в высоковольтной лаборатории CCSIT — Electroputere Крайова. Установка предназначена силовым трансформаторам в эксплуатации, она обнаруживает и сигнализирует появление частичных разрядов, превышающих установленный уровень в зонах изоляции, наиболее загруженных во время функционирования трансформаторов.

УДК 621.14 :532.1

ДАВЛЕНИЕ ЖИДКОСТЕЙ
УГЛОВОЙ ДАТЧИК ХОЛЛА

Хелер, А.: **Возможность использования углового датчика Холла, отечественного производства, в ансамбле с пружиной Бурдона, витой, спиральной или винтовой, для измерения, записи и регулирования давления жидкостей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 140

В работе представлены три типа пружин Бурдона (витая, спиральная и винтовая), являющиеся механическими датчиками, обеспечивающими определенную независимость между измеряемым давлением p(выходная величина, $X_i = p$) и угловое смещение α (выходная величина $X_e = \alpha$). Описывается угловой датчик Холла, отечественного производства, и отмечается возможность осуществления манометров, за счёт соединения пружины Бурдона (витой, спиральной или винтовой) с угловым датчиком Холла. Представлены результаты экспериментов, проводимых с угловым датчиком Холла, созданным автором с использованием отечественного полупроводникового материала.

УДК 621.313.333

ИНДУКЦИОННАЯ МАШИНА
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Виорел, Т. А. и др.: **Числовой анализ методом конечных элементов магнитного поля индукционной машины в стационарном режиме.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 143

В работе представлено числовое решение методом конечных элементов нелинейной задачи анализа стационарного магнитного поля в поперечном сечении индукционной машины с ротором с ,,беличьей клеткой''. Соответствующее распределение статорных и роторных токов, учитываемое в определённый момент при определённом проскальзывании и при условии псевдостационарного ротора, педопределено на основе модели, усовершенствованной за счёт цепи в постоянном режиме индукционной машины.

УДК 621.318.3 :621.3.013

ЭЛЕКТРОМАГНИТЫ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Константин, Е. и др.: **Специальные вопросы расчёта электромагнитов элеваторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 4, май 1984, стр. 149

В работе представлен метод оптимизации электромагнитов элеваторов , так чтобы требуемая несущая сила была получена при минимально потребляемой мощности. Затем анализируется магнитное поле в главном зазоре и демонстрируется, что величины магнитных индукций, и, следовательно, удельные силы между внутренним и внешним полями сильно отличаются. На основе выводов был спроектирован электромагнит элеватор для $F_S = 12 \cdot 10^4\ N$.

INHALT

DK 621.313.2 : 621.314.6
GLEICHSTROMMOTOREN
KONSTRUKTIVE VEREINHEITLICHUNG

Răduţi, C. : **Zu einer einheitlichen Serie von Gleichstrommotoren von Umrichter gesteuert.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 125

Der Artikel stellt die bedeutendsten Züge bezüglich des Entwurfes einer einheitlichen Serie von Gleichstrommotoren gespeits von gesteuerten Umrichter, als auch die Herstellungsversuche einer Zusammenarbeit zwischen der Leistungsreihe und Gewichtsreihe, dar.

DK 621.314.5

STATISCHE KONVERTER
NUMMERISCHE INTEGRATION

Hauler, E. : **Das statische Konvertersystem mit Wechsel- und Gleichstrom mit monophasischer Brücke von asymetrischem halbgesteuertem Typ-Motor mit Gleichstrom. Zweiter Teil : Darstellung und Diskussion der erhaltenen Ergebnisse als Folge der nummerische Integration.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 131

Die Arbeit stellt die Variationen der Zeit der bedeutendsten charakteristischen Grössen (Störungen, Spannungen, Leistungen, Drehmoment und Drehzahl der Maschine, usw.), Oberschwingungsspektren der verschiedenen Grössen und die energetischen Gesamtperformanzen des Systems, als Folge der numerischen Integration der Differentialgleichungssysteme statischer Konverter mit Wechsel- und Gleichstrom in monophasischer Brücke von asymetrischen halbgesteuertem Typ, dar. Die Diskussion der Ergebnisse erfolgt indem man den Betriebsregim des Gleichstromes in acht nimmt.

DK 621.3.032 : 621.314.222

LEISTUNGSTRANSFORMATOREN
ULTRASCHALLEMISSION

Marinescu, A., Georgescu, G., Filişeanu, V : **Vorrichtung für die Anzeigung der Teilentladungen aus der Transformatorenisolation, wobei man die Technik der Ultraschallemission anwendet.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 137

Man stellt die Konstruktion der Anzeigeausrüstung mit Ultraschall der Teilentladungen aus den Leistungstrasformatoren, die in den Hochspannungslabors der CCSIT-Electroputere Craiova dargestellt und projecktiert wurden. Diese Ausrüstung verwendet man um die Leistungstransformatoren auszurüsten, dar, weiterhin auch das Erscheinen der Teilentladungen die das vorgesetzte Niveau in den beanspruchsten Zonen der Transformatorenisolation überschreiten, anzeigt.

DK 621.14.532.1

FLÜSSIGKEITSDRUCK
WINKELGEBER HALL

Heler, A. : **Die möglichkeit der Anwendung eines Winkelgebers Hall, der aus einem elastischen gedrehten, spiralleförmigen, schraubenförmige Bourdonrohr besteht und füs das Messen, Registrieren und Regelung der Flüssigkeitsdrucker dient.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 140

In der Arbeit werden die drei elastischen Bourdonrohre beschieben, die mechanische Geber sind, die eine bestimmte Abhängigkeit zwischen dem Messdruck p (als Eingagsgrösse $X_i = p$) und der Winkelabweichung (als Ausgugsgrösse $X_e = \alpha$) sichern. Es wird gleichfalls der Winkelgeber Hall beschrieben und man hebt die Möglichkeit der Durchführung eines Manometers , durch das Zusammenstellen eines elastischen Bourdonrohres mit dem Winkelgeber Hall, hervor. Es werden die erhaltenen praktischen Ergebnisse durch den Winkelgeber Hall dargestellt, die vom Autor hergestellt wurden indem man halbleitendes Material verwendet.

DK 621.313.333

INDUKTIONSMASCHINE
MAGNETISCHES FELD
METHODE DER FINITEN ELEMENTE

Viorel, T. A. u.a. : **Numerische Analyse durch die Methode der finiten Elemente eines magnetischen Feldes aus der Induktionsmaschine im stationären Regim.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 143

Die Arbeit stellt die numerische Auslösung durch die Methode der finiten Elemente der nichtlinearen Analyse des stationären magnetischen Feldes aus dem transversalen Querschnit der Induktionsmaschine mit Käfigläufer, dar. Die Verteilung der statorischen und rotorischen Strömungen, ist vorbestimmt als ein perfektioniertes Modell mit Kreislauf im Dauerregim der Induktionsmaschine.

DK 621.318.3 : 621.3.013

ELEKTROMAGNETEN
MAGNETISCHES FELD

Constantin, E. u.a. : **Spezifische Probleme beim Berechnen der fördernden Elektromagnete.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 4, Mai 1984, S. 149

In der Arbeit wird eine Optimierungsmethode der fördernden Elektromagnete dargestellt, so dass sich die Kraft bei einer minimum verbtauchten Leistung durchgeführt werden kann. Weiterhin wird das magnetische Feld in bedeutenden Interferrikum analysiert und man zeigt die Werte der magnetischen Induktionen und folglich kann man sagen, dass die spezifischen Kräfte sich sehr stark im inneren und äusseren Pol unterscheiden. Auf Grund der ergebenen Schlussfolgerungen wurde ein Elektromagnet für $F_S = 12 \cdot 10^4$ N entworfen.

CONTENTS

DC 621.313 2 : 621.314.6

DIRECT CURRENT MOTORS
CONSTRUCTIVE TYPIFYING

Răduţi, C. : **Towards a unitary direct current motors controlled by reversible rectifier.**

E.E.A. — **Electrotehnica 33**, nr. 4, may 1984, p. 125

The paper presents the main tendencies concerning the elaboration of a unitary, direct current series of motors to be supplied by controlled reversible rectifiers and the attempts to achieve a co-relation between the power and dimension range.

DC 621.314.5

STATIC CONVERTERS
DIGITAL INTEGRATION

Hauler, E.: **The static converter system-alternative-direct current in a mono-phase bridge of an asymetrical semi-controlled motor of a direct current series.**
The second part: Introducing and commenting on the results obtained after the digital integration.

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, may 1984, p. 131

The paper presents the results of the digital integration of the differential equation systems characterising the stationary regime operation of a static alternative — direct current converter in a mono-phase bridge of an asymmetrical semi-controlled type, the time variations of the main characteristics (currents, voltages, energies motor couple and turation etc.), the harmonic spectra of several dimensions and the global energetic performances of the system. Results are discussed concerning the operating regime in an uninterrupted continuous current and in the interrupted version.

DC 621.3.032 : 621.314.222

FORCE TRANSFORMERS
ULTRASONOR EMISSION

Marinescu, A., Georgescu, G., Filişeanu, V.: **Partial discharge detecting device in transformer insulation using the ultrasound emission technique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, may 1984, p. 137

The paper presents the ultrasound equipment detection for partial discharges in the force transformers, designed and achieved in the high-voltage laboratory of C.C.S.I.T.-Electroputere Craiova. Its purpose is to fit out the force transformers detecting and signalling the partial discharges overpassing a pre-established level in the most solicited zones of transformer insulation, during their operation.

DC 621.14 : 532.1

FLUID PRESSION
ANGLE HALL TRANSDUCER

Heler, A: **On the use of an angle, Hall transducer assembled in a twisted Bourdon flexible tube, spiral of helicoidal in fluid pressure measuring, registering and controll.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, may 1984, p. 140

The paper presents the three types of Bourdon flexible tubes (twisted, spiral or helicoid) that are mechanic transducers, granting a certain dependence between the measuring pressure p (as an input dimension $X_i = p$) and an angular deviation α (as an output dimension $X_e = \alpha$). The Hall angle transducer is described, pointing out the possibility of several pressure gauge achievement, by assembling a twisted flexible Bourdon tube spiral or helicoid with the Hall angle transducer. The experimental results obtained with the angle Hall transducer are presented as being achieved by the author with semiconductor material.

DC 621.313.333

INDUCTION MOTOR
MAGNETIC FIELD
THE FINITE ELEMENTS METHOD

Viorel, T. A.: **Digital analysis by the finite elements method of a magnetic field in the induction motor in a stationary regime.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, may 1984, p. 143

This paper presents a digital solution by the finite elements method of an unlinear analysis problem in the stationary magnetic field in a cross-section of a squirrel-cage induction rotor machine. The suitable stator and rotor currents distribution, taken at a given moment, at a certain slide with a pseudo-stationary rotor is predetermined according to a perfected circuit model in the induction motor permanent circuit.

DC 621.318.3 : 621.3.013

ELECTROMAGNETS
MAGNETIC FIELD

Constantin, E.: **Specific problems in the elevating electromagnets calculation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32** nr. 4, may 1984, p. 149

The paper presents a method for elevating electromagnets optimization, so that the imposed bearing force should be achieved in a reduced consumed power. Then, the magnetic field is analysed in the main air-gap, showing that the values of magnetic inductions and the specific forces are different between the inner and outer pole. On these conclusions an elevating electromagnet was designed for $F_S = 12 \cdot 10^4$ N.

SUMMARY

CD 621.313.2 : 621.314.6

MOTEURS DE C.C.
TYPISATIONS CONSTRUCTIONS

Răduţi, C.: **Vers une série unitaire de moteurs de courant continu commandés par onduleurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 125

L'article présente les principales tendances concernant l'élaboration d'une serie unitaire de moteurs de c.c. destinés à être alimentés par onduleurs commandés, aussi bien que les essais de mettre en ouvre une corelation entre la puissance et l'encombrement.

CD 621.314.5

CONVERTISSEURS STATIQUES
INTEGRQTION DIGITALE

Hauler, E.: **Système convertisseur statique c.a. — c.c. en pont monophasé du type secomcommandé asymétrique-moteur de c.c. série.**

II-ème Partie: Présentation et interprétation des résultats obtenus par l'intégration digitale.

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 131

Dans cet ouvrage on presente, comme effet de l'intégration numérique des systèmes d'équations différentielles qui caractérisent le fonctionnement en régime stationnaire du système convertisseurs statique c.a. — c.c. en pont monophasè de type semicommandé asymétrique, les variations en temps des principales grandeurs caractéristique (courants, tensions, puissance, couple et nombre de tours de la machine etc.), les spectres des harmoniques des diverses grandeurs et les performances énergétiques globales du systeme. On interprète les résultats tout en tenant compte aussi bien du régime de fonctionnement à courant continu non-interrompu que du régime de fonctionnement à courant continu interrompu.

CD 621.3.032 : 621.314.222

TRANSFORMATEURS DE FORCE
EMISSION ULTRASONORE

Marinescu, A., Georgescu, G., Filişeanu, V. : **Installation pour détecter les décharges partielles dans l'isolation des transformateurs employant la technique de l'émission ultrasonore.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 137

On y présénte la mise au point de l'équipment de détection par ultrasons des décharges partielles caractèristique aux transformateurs de force, équipment conçu et mis en oeuvre dans le Laboratoire de Haute Tension de CCSIT — Electroputere — Craiova. Etant destiné à l'emploi aux transformateurs de forece en exploitation, celui-ci détecte et signale d'apparition des décharges partielles qui dépassent un niveau préétabli dans les zones les plus sollicitées de l'isolation des transformateurs durant le fonctionnement.

CD 621.14 : 532.1

PRESSION DES FLUIDES
TRADUCTEUR HALL D'ANGLE

Heler, A. : **Possibilité d'employer un traducteur Hall d'angle assemblè avec un tube élastique Bourdon torsionné, en forme de spirale ou hélicoidale à la mesure l'enregistrement et le réglage de la pression des fluides.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 140

Dans cet ouvrage on présente les trois types de tubes élastiques Bourdon (torsionnés, en forme de spirale et hélicoïdale) qui constituent des traducteurs mécaniques qui assurent une certaine dépendance entre la pression à mesurer p (comme grandeur d'entrée, $X_i = p$) et une deviation angulaire α (comme grandeur de sortie, $X_e = \alpha$). On y décrit le traducteur Hall d'angle et l'on met en évidence la possibilité de mettre en oeuvre des manomètres par l'assemblage d'un tube élastique Bourdon torsionné en forme de spirale ou en forme hélicoïdale, avec le traducteur Hall d'angle. On y donne les résultats expérimentaux obtenus par l'emploi du traducteur Hall d'angle, réalisé en matériel semi-conducteur.

CD 621.313.333

MACHINE À INDUCTION
CHAMP MAGNÉTIQUE
MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Viorel, T. A. et al. : **Analyse digitale par la méthode des éléments finis du champ magnétique de la machine à induction en régime stationnaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 143

L'ouvrage présente la solution numérique par la méthode des éléments finis du problème non-linéaire d'analyse du champ magnétique stationnaire de la section transversale de la machine à induction à rotor court-circuité. La distribution adéquate de courants statoriques et rotoriques prise en considération à un moment donné, pour un certain glissement et dans l'hypothèse du rotor pseudo-stationnaire est prédeterminée par l'intermédiaire d'un modèle optimisé de circuit en régime permanent de la machine à induction.

CD 621.318.3 : 621.3.013

ELECTROAIMANTS
CHAMP MAGNÉTIQUE

Constantin, E. et al. : **Problèmes spécifiques au calcul des électroaimants élévateurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 4, mai 1984, p. 149

Dans cet ouvrage on présente une méthode d'optimisation des électroaimants élévateurs de sorte que la force portante imposée se réalise à unei puissance consommée minimale. On y analyse ensuite le champ magnétique dans l'entrefer principal et l'on y montre que les valeurs des induction magnétiques et, par conséquant, les forces spécifiques, diffèrent beaucoup entre le pôle intérieur et le pôle extérieur. A partie des conclusions qui en résultent on a conçu un électroaimant élévateur pour $F_S = 12 \cdot 10^4$N.

Abonaţi-vă la

Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA!

Citind cu regularitate revista „Electrotehnica, electronica şi automatica" veţi fi bine informaţi asupra activităţii desfăşurate în sectorul electrotehnicii, electronicii şi automaticii din ţara noastră, ca şi asupra noutăţilor din domeniu de peste hotare.

Revista vă informează asupra realizărilor de prestigiu obţinute de unităţile de profil din ţara noastră, asupra economiei de energie şi reducerii consumurilor specifice de materiale, a creşterii fiabilităţii produselor, valorificării resurselor naturale, a tehnologiilor noi, a materialelor electroizolante etc.

★

Toate aceste informaţii urmăresc reflectarea cerinţelor rezultate din documentele de partid şi de stat în probleme privind sectoarele de care se ocupă revista.

CERERE DE ABONAMENT LA REVISTA
„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA, AUTOMATICA"

ÎNTREPRINDEREA . . . . . .

SUBSEMNATUL. . . . . .

din localitatea. . . . . str. . . . . nr. . . . . .

bl... . . . . ap . . . . . sector . . . . . cod poştal . . . . .

telefon . . . . . judeţul . . . . . solicit . . . . abonament(e)

care va (vor) fi expediat(e) la adresa de mai sus.

C/v abonamentului(elor) de lei (120 un abonament pe an) . . . . . .s-a achitat în contul 301770201 BNRSR filiala sector 5, al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică — Bucureşti, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, sector 5 cod 79623.

Data . . . . . .

Semnătura,

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.313.2 :621.314.6

MOTOARE DE C.C.
TIPIZĂRI CONSTRUCTIVE

Spre o serie unitară de motoare de curent continuu comandate prin mutatoare

CONSTANTIN RĂDUŢI* — BUCUREŞTI

Spre deosebire de motoarele asincrone, în a căror fabricaţie s-a impus o largă standardizare internaţională, inclusiv o corelare între puteri şi gabarite, la maşinile de curent continuu normalizarea nu este atît de înaintată, respectîndu-se doar dimensiunile de montaj.

În articol sînt prezentate principalele orientări privind elaborarea unei serii unitare de motoare de curent continuu, destinate a fi alimentate de la mutatoare comandate, precum şi încercările de a se realiza o corelare între şirul de puteri şi şirul de gabarite (înălţimile capului de ax).

1. Consideraţii privind seriile de maşini de curent continuu

Datorită caracterului mai special al utilizării motoarelor de curent continuu în acţionările electrice, în sensul încorporării lor stricte în ansamblul mecanismului acţionat (vehicule, locomotive, maşini-unelte, utilaje metalurgice), proiectarea maşinilor de curent continuu a păstrat multă vreme un specific individual sau de grup restrîns, urmărindu-se optimizarea soluţiei de calcul — dimensionare pentru fiecare tipodimensiune în parte, fără a se insista asupra actualelor criterii de tipizare constructivă şi tehnologică utilizate în industrie.

Faptul că la motoarele de curent continuu nu există o dependenţă strictă între turaţiile nominale şi numărul de poli ai maşinii a îngreunat şi mai mult lucrările de normalizare şi standardizare în ceea ce priveşte stabilirea unui şir de puteri preferenţiale şi, eventual, corelarea acestuia cu şirul de gabarite (înălţimea H a capului de ax) stabilit prin documentele C.E.I.

Dezvoltarea fără precedent a electronicii de putere în ultimii 10—15 ani, şi în special a fabricării tiristoarelor, a impus ansamblul mutator comandat — motor continuu ca element esenţial şi încă fără rival al acţionărilor electrice de mare supleţe. În mod corespunzător producţia motoarelor de curent continuu a cunoscut o dinamică deosebită, deşi este cunoscut faptul că sînt mai complicate constructiv, mai scumpe şi au o întreţinere mai dificilă în raport cu motoarele asincrone.

Sporirea fabricaţiei de motoare de curent continuu nu putea să nu impună constructorilor de maşini electrice preocupările de normalizare şi de elaborare a unei serii unitare, aşa cum s-au petrecut lucrurile, cu ani în urmă, în cazul motoarelor asincrone. Aşa se explică apariţia, în ultimii ani, a seriilor MCM (pentru acţionări electrice în metalurgie), MCG (pentru condiţii grele de lucru sub aspectul vitezei variaţiei sarcinii şi reversibilităţii), MCU (pentru acţionările electrice ale maşinilor-unelte), care se fabrică în mod curent la Întreprinderea de maşini electrice-Bucureşti. Cu toate că aceste serii au fost elaborate respectînd criteriile de utilizare constructivă şi tehnologică a unei serii unitare, ele răspund mai degrabă unor cerinţe particulare ale beneficiarilor, iar şirul de gabarite începe cu gabaritul 132, neluînd în consideraţie motoarele mici. Într-adevăr, puterile şi turaţiile trecute în cataloage sînt cele ale unor utilizări particulare, nerespectîndu-se puterea nominală la o turaţie nominală convenţional aleasă (1 000 sau 1 500 rot/min), care să permită o comparaţie analitică cu alte construcţii şi din care să rezulte, în fond, puterea la oricare altă turaţie.

În aceste condiţii a apărut ca absolut necesară elaborarea unei serii unitare de motoare de curent continuu care să respecte documentele CEI în ceea ce priveşte şirurile de gabarite şi puteri şi să fie competitivă pe plan internaţional. Avînd în vedere faptul că în domeniul acţionărilor electrice cu motoare de curent continuu s-a generalizat practic sistemul de comandă prin mutatoare cu tiristoare (alimentarea de la convertizoare rotative reprezentînd cazuri sin-

* Dr. ing. *Răduţi C.* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic-Bucureşti.

gulare), se are în vedere construcţia unor motoare care să răspundă condiţiilor specifice acestui tip de comandă. Trebuie arătat că preocupările pentru elaborarea unei serii similare există în toată lumea şi că lucrări în acest sens se desfăşoară coordonat în cadrul organizaţiei Interelectro.

2. Şirul de gabarite şi lungimile de pachet pe fiecare gabarit

Şirul de gabarite (definind gabaritul prin cota H a înălţimii capului de ax faţă de planul tălpilor) trebuie să se încadreze, în mod obligatoriu în Recomandările Comisiei Electrotehnice Internaţionale (C.E.I.), Publicaţia 72, Ediţia V, 1971 „Dimensiuni şi puteri normale ale maşinilor electrice rotative. Desemnarea carcaselor între 56 şi 400 mm şi flanşelor între F55 şi F 1 080".

Normalizarea şirului de gabarite şi a dimensiunilor de montaj este reglementată şi pe plan intern prin STAS 2755/1—74. Valorile dimensiunilor de montaj, atît pentru maşinile cu fixare prin tălpi, cît şi pentru cele cu fixare prin flanşă, sau prin tălpi şi flanşă, sînt prevăzute în STAS 2755/2—74.

Problemele care se pun constau în definirea domeniului seriei unitare de motoare de curent continuu, a mulţimii tipodimensiunilor seriei şi a stabilirii numărului de lungimi de pachet pentru fiecare gabarit.

În principiu, seria ar putea cuprinde toate gabaritele prevăzute în Publicaţia 72, CEI, dar criteriile de limitare ale domeniului unei serii unitare [1] şi anume:

a — similitudinea constructivă a seriei;
b — similitudinea tehnologică;
c — criteriul parametrilor de funcţionare;
d — criteriul condiţiilor de funcţionare;
e — tipurile de materiale utilizate,

ne fac să excludem gabaritele minime (56 şi 71) şi cel maxim (400), şirul de gabarite propus pentru seria de motoare de curent continuu conţinînd valorile: 80, 90, 100, 112, 132, 160, 180, 200, 225, 250, 280, 315 şi 355 pentru înălţimile capului de ax H.

Motivaţia acestei restrîngeri constă în aceea că maşinile foarte mici, precum şi cele peste gabaritul 355 nu se încadrează în profilul constructiv şi tehnologic al unei serii unitare.

În ceea ce priveşte numărul de lungimi de pachet, respectiv de carcase pe fiecare gabarit, documentul CEI — 72 şi STAS 2755/2—74 prevede posibilitatea adoptării a unei singure valori pentru gabaritele 56—80, două valori pentru gabaritele 90—100, trei valori pentru gabaritele 112—315 şi patru valori pentru gabaritele superioare.

Este cunoscut faptul că seria unitară de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit utilizează, în general, două lungimi de pachete pentru fiecare gabarit. În principiu, s-ar putea păstra acest număr şi pentru seria de motoare de curent continuu, dar larga varietate de cereri de tipuri cu puteri şi turaţii diversificate, justificate prin eliminarea reductoarelor şi reducerea consumului de energie în exploatare, ne fac să propunem cîte trei lungimi de pachet pentru gabaritele 71—280 inclusiv şi cîte patru lungimi pentru gabaritele 315—355. În consecinţă vor apare aceleaşi numere de carcase, diferite numai prin dimensiunea axială B dintre găurile de fixare, pentru fiecare gabarit.

3. Şirul de puteri preferenţiale ale seriei

Ca şi în cazul şirului de gabarite, documentele CEI recomandă folosirea şirurilor fundamentale de numere normale pentru stabilirea puterilor preferienţiale ale maşinilor electrice.

După cum se ştie, şirurile fundamentale de numere normale, notate cu R după numele celui care le-a propus, Renard, conţine termenii unor progresii geometrice cu raţiile $\sqrt[5]{10}$, $\sqrt[10]{10}$, $\sqrt[20]{10}$, $\sqrt[40]{10}$ pentru şirurile $R5$, $R10$, $R20$, $R40$, aşa cum se arată în tabelul 1.

În Publicaţia CEI 72/1971 şirul de dimensiuni ale înălţimii capului de ax corespund şirului $R20$, cu excepţia cotei 132 care face parte din şirul $R40$. Intercalarea acestui gabarit dintr-un şir cu altă lege de creştere a fost dictată de saltul prea brusc de la cota 112 la cota 160.

În ceea ce priveşte şirul de puteri preferenţiale s-a urmărit folosirea şirurilor $R20$ şi $R40$, dar documentul CEI sus-amintit a fost nevoit să accepte unele compromisuri legate de corespondenţa kW — CP, pentru a satisface ţările care preferau încă ultima unitate de măsură pentru puteri. Şirul de puteri recomandat de Publicaţia CEI 72/1971 este indicat în tabelul 2. După cum se poate observa, puteri ca 1,1—11—110; 18,5—185; 2,2—22—220; 0,37—3,7—37; 0,55—0,5—55 nu se încadrează în şirurile $R20$ şi $R40$.

La noi în ţară STAS 881—71 „Motoare asincrone trifazate de la 0,06 la 132 kW. Puteri, tensiuni şi turaţii nominale" şi STAS 9544/1 74 „Motoare asincrone trifazate închise de uz general cu rotorul în scurtcircuit. Corelarea puterilor cu dimeniunile de montaj" au reglementat şirul de puteri numai pentru aceste tipuri de motoare.

Nu există însă nici un motiv ca la fundamentarea unei serii unitare de maşini de curent continuu să nu se adopte şirul de puteri preferenţiale din tabelul 2, completat înspre puterile mari cu valori din şirurile $R20$ şi $R40$. Astfel, seria poate cuprinde puterile: 0,12—0,18—0,25—0,37—0,55—0,75—1,1—1,5—2,2—3—4—5,5—7,5—11—15—18,5—22—30—37—45—55—63—75—90—100—132—150—160—185—220—250—280—315—355—400—450—500—560 etc., în kW.

Tabelul 1

Şirurile fundamentale de numere normale

ŞIRURI FUNDAMENTALE				Numere de ordine
R5	R10	R20	R40	
Ratia				
$\sqrt[5]{10}$	$\sqrt[10]{10}$	$\sqrt[20]{10}$	$\sqrt[40]{10}$	
1,00	1,00	1,00	1,00	0
			1,06	1
		1,12	1,12	2
			1,18	3
	1,25	1,25	1,25	4
			1,32	5
		1,40	1,40	6
			1,50	7
1,60	1,60	1,60	1,60	8
			1,70	9
		1,80	1,80	10
			1,90	11
	2,00	2,00	2,00	12
			2,12	13
		2,24	2,24	14
			2,36	15
2,50	2,50	2,50	2,50	16
			2,65	17
		2,80	2,80	18
			3,00	19
	3,15	3,15	3,15	20
			3,35	21
		3,55	3,55	22
			3,75	23
4,00	4,00	4,00	4,00	24
			4,25	25
		4,50	4,50	26
			4,75	27
	5,00	5,00	5,00	28
			5,30	29
		5,60	5,60	30
			6,00	31
6,30	6,30	6,30	6,30	32
			6,70	33
		7,10	7,10	34
			7,50	35
	8,00	8,00	8,00	36
			8,50	37
		9,00	9,00	38
			9,50	39
10,00	10,00	10,00	10,00	40

4. Problema corelării între şirul de puteri şi şirul de gabarite

La maşinile de curent continuu, la care normalizarea nu este atît de înaintată, respectîndu-se în general doar dimensiunile de montaj (dar în cazul unor utilizări speciale şi acestea sînt derogate), pare prematur de făcut o propunere de grupare a puterilor preferenţiale pe gabarite. Se ştie că nici la motoarele asincrone, unde normalizarea internaţională este mult mai avansată, nu există un document oficial C.E.I. care să stabilească corelarea puteri — dimensiuni de montaj, acceptîndu-se tacit corelarea cuprinsă în DIN.

Totuşi, nici o unitate de proiectare în concept de serie unitară nu începe acţiunea respectivă fără schiţarea unei asemenea corelări şi — în orice caz — nu poate sfîrşi elaborarea seriei unitare fără adoptarea unei anumite repartizări a tipodimensiunilor de maşini pe gabarite,

Tabelul 2

Puteri nominale preferenţiale ale motorelor pînă la 250 kW

KW		C.P.	KW		C.P.
Primul şir	Al doilea şir (*)		Primul şir	Al doilea şir (*)	
0,06		1/12		20	
0,09		1/8	22		30
0,12		1/6		25	
0,18		1/4	30		40
0,25		1/3		33	
0,37		1/2	37		50
0,55		3/4		40	
0,75		1	45		60
1,1		1,5		50	
1,5		2	55		75
	1,8			63	
2,2		3	75		100
	3			80	
3,7		5	90		125
	4			100	
5,5		7,5	110		150
	6,3			125	
7,5		10	132		175
	10		150		200
11		15	160		220
	13		185		250
15		20	200		270
	17		220		300
18,5		25	250		350

*) Puteri de utilizat ca valori intermediare, în caz de necesitate absolută.

care să asigure o eficientă tipizare constructivă şi tehnologică a fabricaţiei. La baza acestei corelări trebuie să stea, fără îndoială, considerarea unor coeficienţi şi parametri specifici, determinaţi din realizările practice ale domeniului respectiv, calcule preliminare de optimizare a geometriei transversale pentru diferite gabarite şi aprecierea unor raporturi corecte între cheltuielile de fabricaţie şi costurile de exploatare.

În cazul motoarelor de curent continuu lucrurile sînt mai complicate fiindcă, aşa cum s-a arătat, nu există o dependenţă strictă între turaţiile nominale şi numărul de poli ai maşinii. De aceea este absolut necesar să se lucreze cu valoarea relativă P/n, care permite o comparaţie analitică a diverselor construcţii şi este foarte utilă în examinarea problemei dimensiunilor principale la o serie de motoare cuprinzînd un număr oarecare de gabarite. Turaţia de referinţă poate fi aleasă arbitrar, însă este bine să fie, pentru uşurinţa calculelor, de 1 000 sau 1 500 rot/min. Deoarece majoritatea motoarelor cu puteri medii au turaţia nominală în jurul a 1000 rot/min, se va adopta ca turaţie de referinţă $n = 1\,000$ rot/min şi se vor nota

cu P_{1000} puterile corespunzătoare acestei viteze de rotație. Puterile la alte turații se deduc prin înmulțirea lui P_{1000} cu $n/1\,000$.

Luînd în considerație realizările de vîrf ale celor mai cunoscute firme de mașini electrice și în baza calculelor de optimizare efectuate pe fiecare gabarit, o posibilă corelare a puterilor P_{1000} cu șirul de gabarite normalizate ar putea fi cea din tabelul 3. Se menționează că puterile corespund clasei F de izolație și a unei ventilații forțate a motoarelor, cu debitele minime de aer indicate în figura 1. Se observă că unele

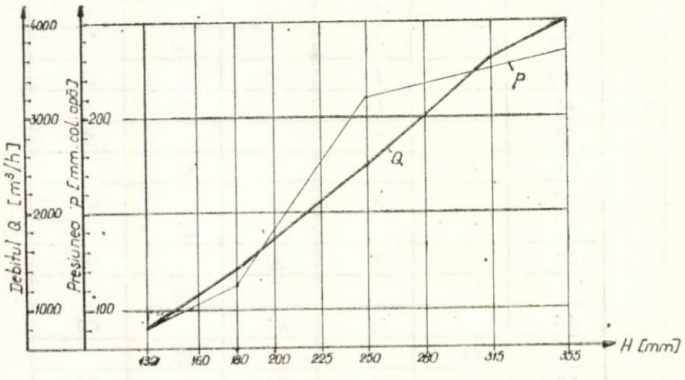


Fig. 1. Debitele și presiunile aerului de ventilație în funcție de gabaritul motoarelor.

puteri, înscrise între paranteze, ar putea fi realizate în lungimea superioară a unui gabarit sau în lungimea inferioară a gabaritului următor; numai execuția și încercarea prototipurilor, respectiv eventuale normalizări internaționale — greu de presupus — ar putea stabili decisiv această apartenență.

Etapa imediat următoare a constat în optimizarea geometriei transversale a mașinilor pe fiecare gabarit, pentru unitatea de lungime a pachetului de fier, deci independent de lungimea pachetului feromagnetic corespunzător unei anumite puteri. Luînd ca parametri invariabili diametrul indusului D și secțiunea crestăturilor rotorice S_{cR} se găsește minimul tensiunii magnetomotoare și a pierderilor în fier pentru o inducție medie în întrefier B_δ, respectiv un flux real Φ (care nu trebuie nici măcar explicitate în calcule).

Secțiunea crestăturilor indusului poate fi luată într-o primă etapă, pentru fiecare gabarit, folosind experiența seriilor de vîrf tehnic, aflate în fabricație. Se are în vedere secțiunea în lumină a crestăturilor, luîndu-se în considerație factorul de umplere a crestăturii. Rezultatele corespunzătoare se obțin și dacă se aleg pătura de curent A, în A/cm, și densitatea de curent j, A/mm^2, ajungîndu-se în final la secțiunea necesară a crestăturilor, după ce în prealabil a fost adoptat numărul de crestături Z.

Ca variabile dependente se adoptă raportul dintre dimensiunile de bază ale crestăturilor h_{cr}/b_{cr} și lărgimea întrefierului δ. În general, întrefierul δ nu poate fi variat în limite prea largi pentru o mașină de un anumit tip, putere și turație, astfel că lui δ i se pot atribui două, trei valori pentru fiecare gabarit, în vederea unui calcul de optimizare. Rezultă, prin urmare, că în ultimă instanță decisiv în optimizarea geometriei transversale a tolei indusului este raportul h_{cr}/b_{cr}, acesta impunînd și înălțimea jugului rotoric h_{js}. Prin natura lor operațiile impun adoptarea unui algoritm de calcul și rularea iterativă pe un calculator.

Optimizarea geometriei transversale se are în vedere și la dimensionarea circuitului magnetic al statorului. Ca variabile independente se iau secțiunea necesară bobinajelor statorice (de excitație și de comutație) și diametrul indusului. La mașinile cu înfășurare de compensație trebuie avută în vedere și secțiunea necesară acestei înfășurări, respectiv înălțimea și lățimea crestăturii practicate în polul principal. Într-o primă etapă, și aici trebuie apelat la datele culese din experiența de fabricație pentru serii de mașini cu o anumită construcție și clasă de izolație, ca variabile dependente se adoptă raportul h_m/b_m ale dimensiunilor miezului polului principal și înălțimea jugului statoric j_{js}. În urma calculelor efectuate a rezultat ca optimă construcția lamelară a circuitului magnetic ca în figura 2 pentru puteri specifice pînă la 0,015 kW/rot/min, ca în figura 3

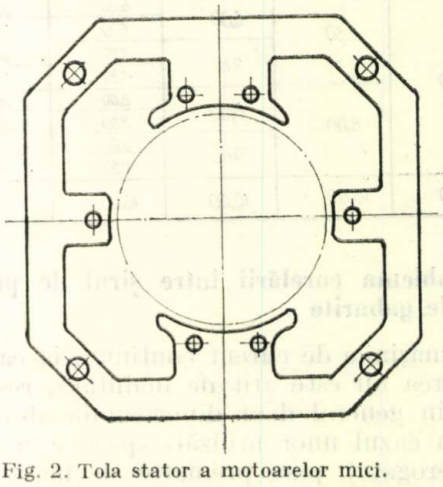


Fig. 2. Tola stator a motoarelor mici.

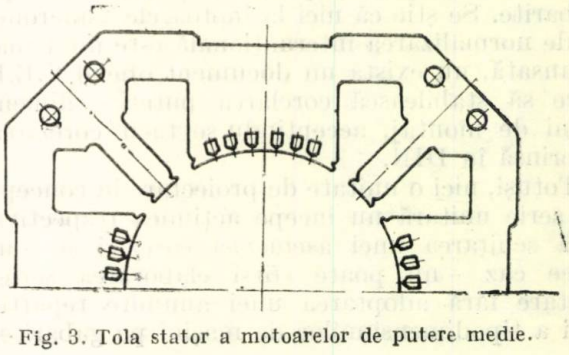


Fig. 3. Tola stator a motoarelor de putere medie.

Tabelul 3

Seria de motoare de curent continuu alimentate de la mutatoare comandate. Propunere de corelare gabarite-puteri.

SERIA DE MOTOARE DE CURENT CONTINUU *Tabelul 3*
alimentate de la mutatoare comandate
- Propunere de corelare gabarite - puteri -

H	D	P_{1000}	M	$n_{max.}$	m	$\frac{P_{1000}}{m}$	Dimens. de fixare A	Dimens. de fixare B	$\eta_{min.}$	J
mm	mm	KW	Nm	rot/min.	Kg.	Kw/kg	mm	mm	%	kg m²
80	90	0,25	2,4	3.600	18	0,0139	125	125	66	0,0073
		0,37	3,5	3.600	24	0,0154	125	140	67	0,0097
		0,55	5,3	3.600	30	0,0183	125	160	68	0,012
90	100	0,75	7,2	3.600	32	0,023	140	160	70	0,016
		1,1	10,5	3.600	38	0,029	140	180	71	0,019
		(1,5)	14,3	3.600	45	0,033	140	224	72	0,023
100	112	(1,5)	14,3	3.200	42	0,035	160	224	72	0,026
		2,2	21	3.200	54	0,041	160	250	74	0,034
		3	28,6	3.200	67	0,044	160	280	76	0,042
112	140	4	38,2	3.200	75	0,053	190	280	77	0,073
		5	47	3.200	95	0,052	190	315	78	0,093
		(7,5)	71,6	3.200	140	0,053	190	355	80	0,137
132	160	(7,5)	71,6	3.000	135	0,055	216	315	80	0,173
		11	105	3.000	170	0,064	216	355	82	0,217
		15	143	3.000	200	0,075	216	400	83	0,256
160	180	18,5	176	3.000	225	0,082	254	355	84	0,364
		22	210	3.000	265	0,083	254	400	85	0,43
		30	286	3.000	350	0,085	254	450	86	0,567
180	200	37	353	2.800	370	0,1	279	450	86	0,74
		45	430	2.800	440	0,102	279	500	87	0,88
		(55)	525	2.800	510	0,108	279	560	88	1,02
200	225	(55)	525	2.800	500	0,11	318	560	88	1,265
		63	601	2.800	565	0,111	318	600	89	1,43
		75	716	2.800	635	0,118	318	630	89	1,6
225	250	90	859	2.500	660	0,136	356	630	90	2,06
		100	955	2.500	735	0,136	356	670	90	2,3
		110	1050	2.500	805	0,137	356	710	90	2,52
250	280	132	1260	2.500	880	0,15	406	670	90,5	3,45
		150	1432	2.500	1000	0,15	406	710	90,5	3,92
		160	1527	2.500	1070	0,149	406	750	90,5	4,2
280	315	185	1766	2.200	1165	0,158	457	670	91	5,78
		220	2100	2.200	1385	0,1588	457	710	91	6,87
		250	2386	2.200	1575	0,1587	457	750	91	7,81
		(280)	2673	2.200	1760	0,159	457	800	91,5	8,73
315	350	(280)	2673	2.200	1730	0,162	508	710	91,5	10,6
		315	3007	2.200	1945	0,162	508	750	91,5	11,9
		355	3388	2.200	2195	0,162	508	800	91,5	13,45
		(400)	3818	2.200	2475	0,162	508	850	92	15,16
355	400	(400)	3818	2.000	2480	0,162	610	750	92	19,84
		450	4295	2.000	2780	0,162	610	800	92	22,32
		500	4773	2.000	3080	0,162	610	850	92	24,8
		560	5345	2000	3280	0,170	610	900	92,5	26,4

pentru puteri specifice cuprinse între 0,015—0,125 kW/rot/min și corespunzător figurii 4 pentru mașinile mai mari, la acestea din urmă polii auxiliari fiind confecționați separat din tole și ampolați ulterior după tehnologia clasică.

Construcția octogonală a tolei statorice asigură spațiu suplimentar pentru plasarea înfășurărilor de excitație și comutație permițînd realizarea unui diametru D sporit la aceeași înălțime a capului de ax. Asamblarea tolelor prin flanșe frontale strînse cu buloane (care servesc și la fixarea ulterioară a scuturilor) elimină practic carcasa mașinii.

Se poate utiliza și o altă metodă, mai complexă, care operează cu valorile relative ale

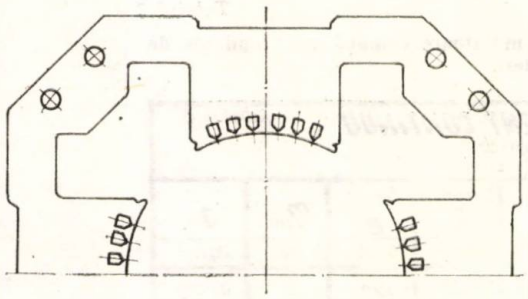


Fig. 4. Tola stator a motoarelor mari.

5. Concluzii

Problema conceperii și asimilării unei serii unitare de mașini de curent continuu, domeniu în care există un larg sortiment de tipodimensiuni asimilat întîmplător, fără nici o similitudine constructivă și tehnologică, prezintă o deosebită importanță tehnico-economică pentru producători și utiliazatori, de-o-potrivă. Gîndirea unitară a unei serii complete nu va îngrădi diversificarea fabricației, ci va oferi noi

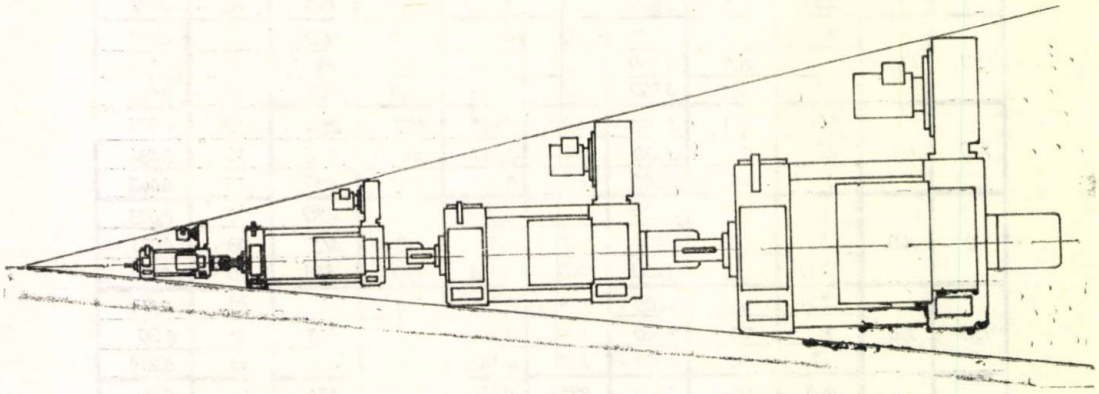


Fig. 5. Convergența seriei de motoare în perspectivă centrală (conică).

tuturor dimensiunilor geometrice transversale ale circuitului magnetic, prin raportarea la dimensiunea fundamentală care este reprezentată de diametrul D al indusului și care constituie unul din parametrii invariabili, alături de inducția B_δ și secțiunile totale ale înfășurărilor. Desigur și algoritmul de calcul este mai complicat, necesitînd un calculator de mare capacitate.

Valorile din tabelul 3 reprezintă rezultatele globale ale rulării acestor programe. Fără a intra în alte detalii, trebuie doar subliniat că, pentru toate gabaritele, raportul definitoriu dintre lungimea pachetului de tole și diametrul indusului L/D rămîne în limite foarte strînse : 1,1—1,25 pentru carcasa scurtă ; 1,35—1,5 pentru carcasa medie și 1,65—1,8 pentru carcasa lungă, fapt care conferă o concepție unitară întregii serii, diferitele gabarite înscriindu-se convenabil într-o perspectivă conică (fig. 5).

valențe producerii unui larg sortiment și chiar a unor serii derivate, păstrînd avantajele de necontestat ale tipizării constructive și tehnologice.

Bibliografie

[1] *Răduți, C.* Asupra motorului C.E.I., E.E.A. În : Electrotehnica 26, nr. 3, apr. 1978, p. 77—81.

[2] *Răduți, C.* Proiectarea seriilor unitare de mașini electrice rotative. În : E.E.A. Electrotehnica 27, nr. 5, iulie 1979, p. 185—193.

[3] *Răduți, C.* Asupra construcției motoarelor electrice de curent continuu alimentate prin mutatoare. În : E.E.A. Electrotehnica 27, nr. 8, nov. 1979, p. 334—342.

[4] *Nicolescu, E.* Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone. În : Electrotehnica 16, nr. 6, iunie 1968, p. 205—214.

[5] *Nicolescu, E.* Optimizarea dimensionării motoarelor de tracțiune pe baza performanțelor cerute vehiculelor. În : Electrotehnica 21, nr. 8, aug. 1973, p. 297—303.

[6] *Franklin, P.* The theory of d.c. motors controlled by ripple of power. Part. II. Braking methods, commutations and additional losses. In : Trans. A.I.E.E., vol. 91, nr. 1, 1972, p. 256.

[7] *Robinson, C. E.* Redesign of d.c. motors for application with thyristor supplies. In : Trans. A.I.E.E., vol. 87, 1968, p. 528.

CZ 621.313.2 :621.314.6

CONVERTOARE STATICE
INTEGRARE NUMERICĂ

Sistemul convertor static c.a. — c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie

Partea a II-a: Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice

ERWIN HAULER* — TIMIȘOARA

Programul conceput conform celor precizate în prima parte a lucrării a fost rulat pe un calculator FELIX C 256. S-au stabilit trei perechi de valori X_e/R_m și R_e/R_m și anume:

$X_e/R_m = 1{,}58$; $R_e/R_m = 0{,}79$,

$X_e/R_m = 0{,}74$; $R_e/R_m = 0{,}37$,

$X_e/R_m = 0{,}0141$; $R_e/R_m = 0{,}00363$.

Pentru fiecare din aceste perechi de valori s-a rulat programul cu $\alpha = 30°$; 60° ; 90° 120° ; 150°, pentru fiecare α alegîndu-se un număr de 4—8 valori ale puterii la arborele mașinii P_r/P_{msc}, pentru toate aceste cazuri considerîndu-se $X_f/R_m = 0$ (în circuitul de curent continuu filtrarea fiind asigurată numai de X_m).

Pentru perechea de valori $X_e/R_m = 0{,}74$; $R_e/R_m = 0{,}37$ și unghiul de comandă $\alpha = 90°$ s-au reluat calculele la două valori ale lui X_f/R_m :

$$X_f/R_m = 33{,}3 \; ; \quad X_f/R_m = 100,$$

care corespund dublării, respectiv măririi de patru ori a inductivității din circuitul de curent continuu. Calculele s-au efectuat pentru un motor de c.c. serie de tracțiune de tip SSTN 20 kW/550 V de fabricație IMEB.

Variațiile în timp ale principalelor mărimi sînt redate în figura nr. 1 (regim de curent întrerupt) și figura 2 (regim de curent neîntrerupt fără filtrare). În regim de curent întrerupt toate mărimile electrice, cu excepția tensiunii e.m. induse u_{im}, au intervale în care sînt nule, de asemenea și cuplul electromagnetic m al mașinii. Lipsește perioada de comutație γ_2. Viteza unghiulară a mașinii este însă practic constantă chiar și în acest regim.

Figura 2 conține variațiile mărimilor pentru un regim apropiat de cel nominal de funcționare al mașinii de c.c. Se observă deformarea puternică a tensiunii alternative u_1 de la intrarea convertorului și valorile momentane apreciabil mai mici, ale tensiunii continue u_d față de u. Intervalele de comutație sînt mari, în speță γ_1 ; tot în acest interval de comutație se

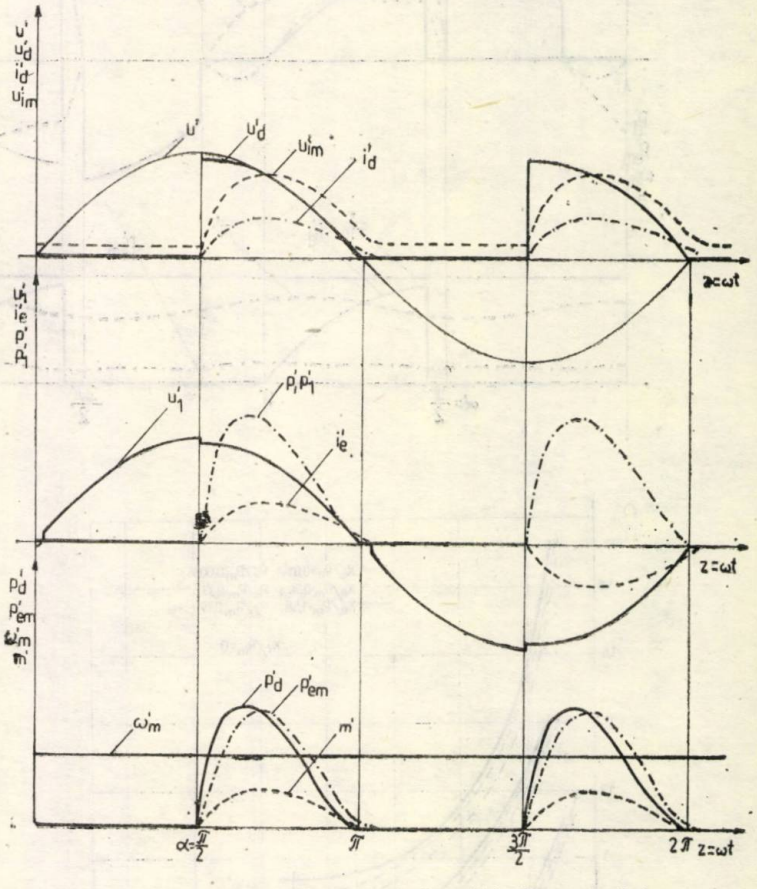


Fig. 1. Variații funcție de $z = \omega t$ ale mărimilor calculate pentru $\alpha = 90°$, $X_e/R_m = 1{,}58$; $R_e/R_m = 0{,}79$; $X_f/R_m = 0$; $P_r/P_{msc} = 0{,}00357$ (regim de curent întrerupt).

pune în evidență, prin variația lui p a recuperării energiei înmagazinate în inductivitatea din circuitul de curent alternativ. Cuplul mașinii m nu este constant nici în acest regim. La creșterea inductivității de filtrare din circuitul de curent continuu se îmbunătățește forma curentului i_d, cuplul m al mașinii devine de asemenea aproape constant, formele de variație ale celorlalte mărimi rămîn identice. Ca-

Ing. *E. Hauler*, Catedra de utilizările energiei electrice și mașini electrice a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

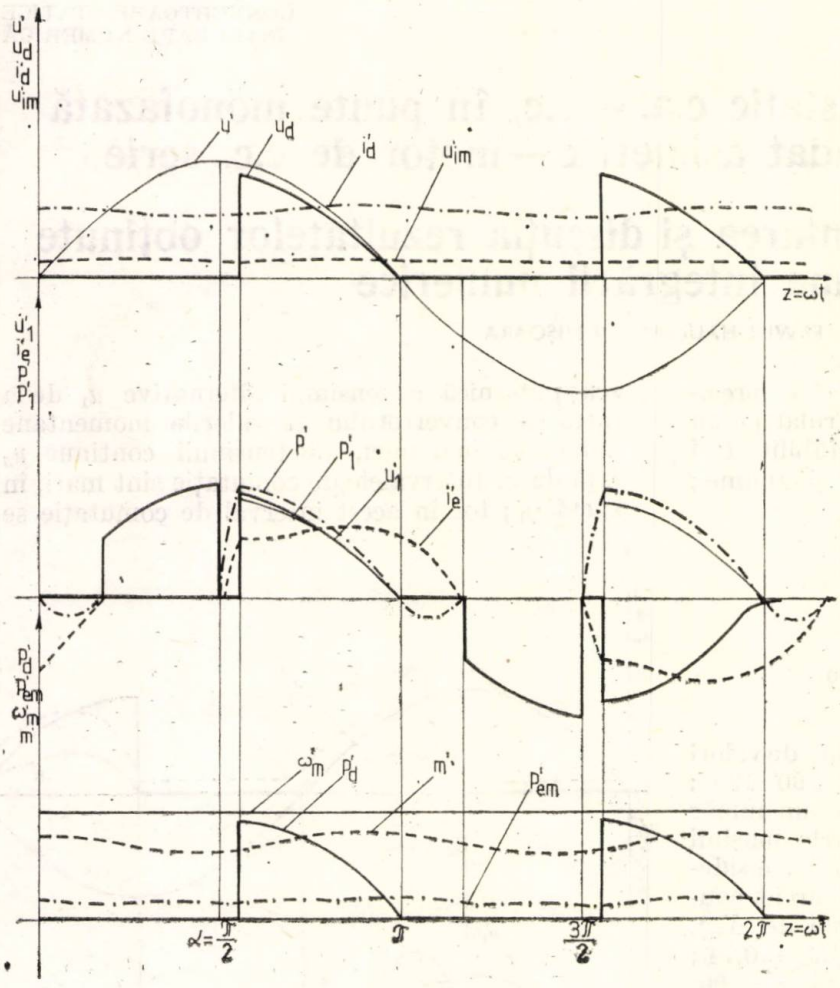


Fig. 2. Variații funcție de $z = \omega t$ ale mărimilor calculate pentru $\alpha = 90°$; $X_e/R_m = 1{,}58$; $R_e/R_m = 0{,}79$; $X_f/R_m = 0$; $P_r/P_{msc} = 0{,}05$ (regim de curent neîntrerupt).

racteristicile mecanice ale motorului de curent continuu serie la alimentarea de la un convertor c.a. — c.c. de tipul precizat, sînt redate în figura 3 pentru diferite unghiuri de comandă și pentru perechile de valori X_e/R_m și R_e/R_m indicate.

Prezența rezistenței și inductivității din circuitul de c.a. se face resimțită mai ales în zona cuplurilor mari, putînd duce la variații ale vitezei unghiulare a mașinii de 15—20 %. Nu s-au remarcat variații sensibile ale acestor caracteristici cu inductivitatea de filtrare din circuitul de c.c.

Privitor la extinderea zonei de funcționare la curent continuu întrerupt fig. 4, este edificatoare. În jurul turației nominale a mașinii electrice regimul de curent întrerupt apare la aproximativ 10 % din puterea nominală la arbore, zonă în care mașina serie nu funcționează în mod obișnuit. Nu sînt abateri mari ale curbei limită prezentate cu modificarea parametrilor de curent alternativ.

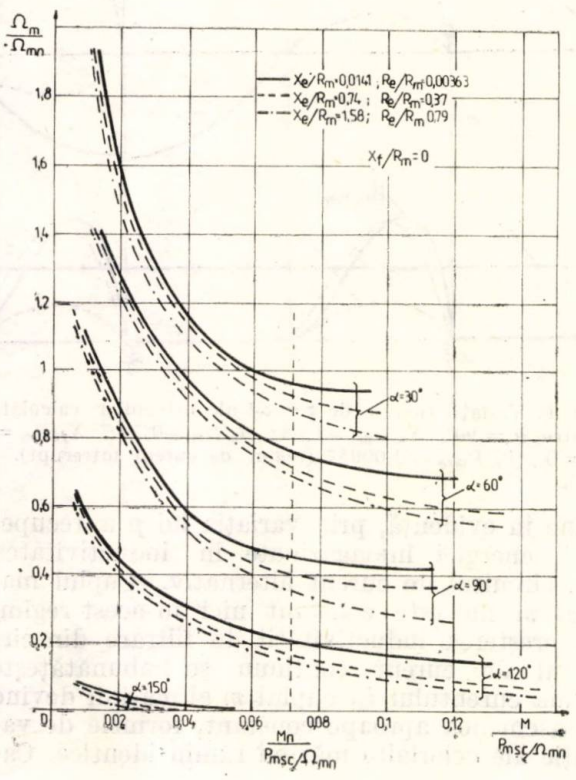


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie pentru diferite unghiuri de comandă și X_e/R_m și R_e/R_m variabile.

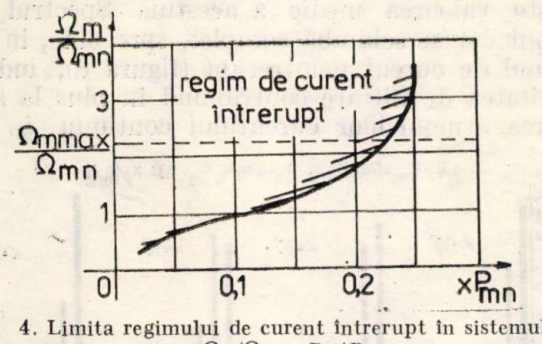


Fig. 4. Limita regimului de curent întrerupt în sistemul de axe Ω_m/Ω_{mn}, P_m/P_{mn}.

Este de remarcat că regimul de curent întrerupt are o importanţă mai redusă la motoarele de c.c. serie în comparaţie cu cele de excitaţie derivaţie sau separată. La acestea din urmă există în orice moment o t.e.m. indusă suficientă care tinde să se opună curentului continuu, descrescîndu-l rapid atunci cînd sursa de tensiune alternativă nu debitează peste maşina electrică; astfel la maşina de c.c. derivaţie apare regimul de curent întrerupt într-un domeniu larg de funcţionare a acesteia. Spre deosebire de cele arătate mai sus, la maşina de c.c. serie, la turaţie constantă şi magnetism remanent neglijabil u_{im} este proporţională cu i_d, astfel că odată cu scăderea lui i_d va scădea şi u_{im}, în acest fel curentul tinde să fie neîntrerupt, regimul de curent întrerupt apărînd numai la sarcini reduse şi turaţii mari ale maşinii.

Caracteristicile externe ale convertorului:

$$U_d/U_{di\,max} = f(I_{d\,med}/I_{msc}),\ \text{unde}\ U_{di\,max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$$

este tensiunea continuă ideală maximă ce o poate furniza convertorul, sînt redate în figura 5. Cum este firesc, panta caracteristicilor creşte cu creşterea impedanţei sursei de c.a., căderea maximă a tensiunii fiind aproximativ 10% la curentul nominal al maşinii electrice pentru impedanţa maximă pe partea de c.a. luată în consideraţie. S-au trecut (haşurat) zonele corespunzătoare regimului de curent întrerupt, cu extindere sensibil identică pentru cele trei cazuri prezentate. Nu s-a remarcat schimbarea pantei caracteristicilor în zona de curent întrerupt semnalată în literatură în cazul analizelor efectuate cu maşina de c.c. cu excitaţie separată. Caracteristicile s-au completat cu informaţii referitoare la maşina electrică şi anume curbele de putere nominală şi curba de viteză unghiulară nulă. La impedanţă mare în circuitul de curent alternativ s-a evidenţiat limitarea zonei de funcţionare a convertorului prin micşorarea unghiului de comandă α sub durata intervalului de comutaţie z_1. La inductivitatea de filtrare mărită în circuitul de c.c., caracteristicile devin mai rigide (vezi cazul $X_e/R_m = 0{,}74$; $R_e/R_m = 0{,}37$; $\alpha = 90°$).

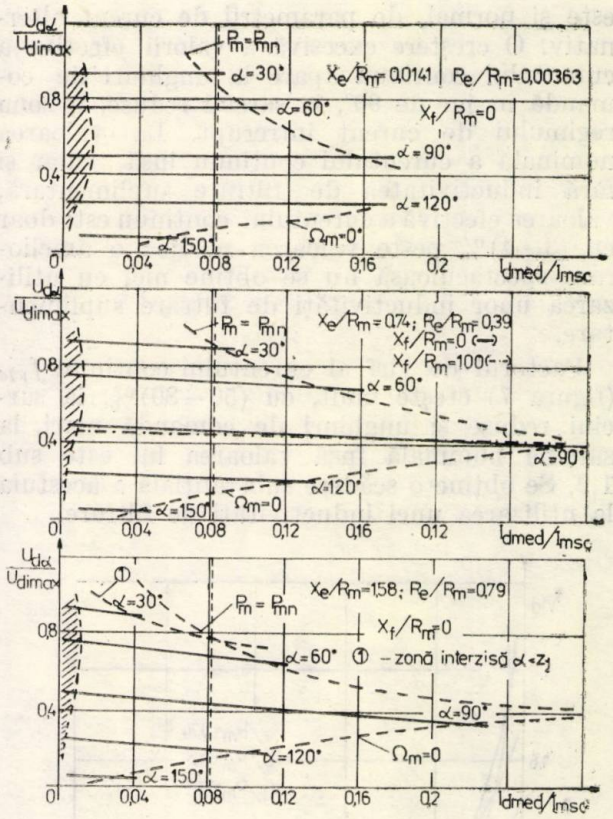


Fig. 5. Caracteristicile externe ale convertorului c.a. — c.c. în punte monofazată semicomandat asimetric.

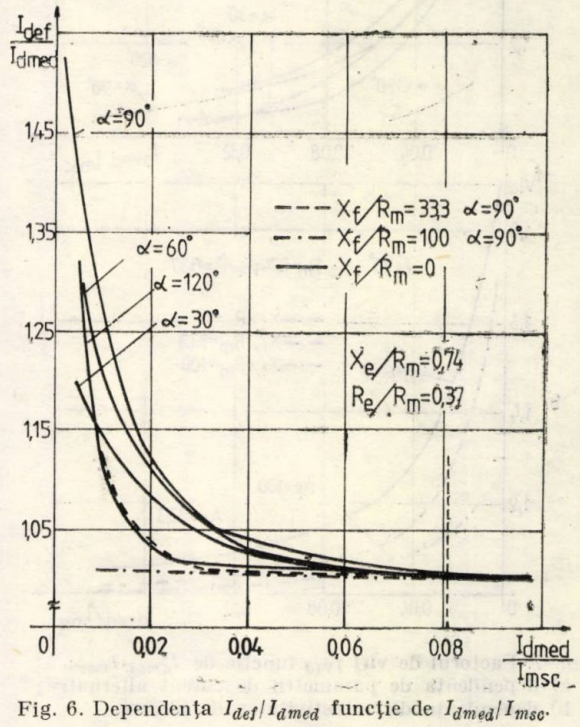


Fig. 6. Dependenţa I_{def}/I_{dmed} funcţie de I_{dmed}/I_{msc}.

De importanţă pentru performanţele maşinii de c.c. alimentate de la CSAC este calitatea curentului continuu debitat de acesta. Variaţia valorii efective a curentului continuu funcţie de valoarea medie (figura 6) nu depinde, cum

este şi normal, de parametrii de curent alternativ. O creştere excesivă a valorii efective a curentului continuu apare la unghiuri de comandă în jur de 90°, la sarcini reduse, în zona regimului de curent întrerupt. La valoarea nominală a curentului continuu însă, chiar şi fără inductivitatea de filtrare suplimentară, valoarea efectivă a curentului continuu este doar cu (3—4)% peste valoarea medie; o ameliorare spectaculoasă nu se obţine nici cu utilizarea unor inductivităţi de filtrare suplimentare.

Factorul de vîrf al curentului continuu f_{VId} (figura 7) creşte mult, cu (50—80)%, la sarcini reduse şi unghiuri de comandă mari, la sarcină nominală însă valoarea lui este sub 1,2. Se obţine o scădere substanţială a acestuia la utilizarea unei inductivităţi de filtrare.

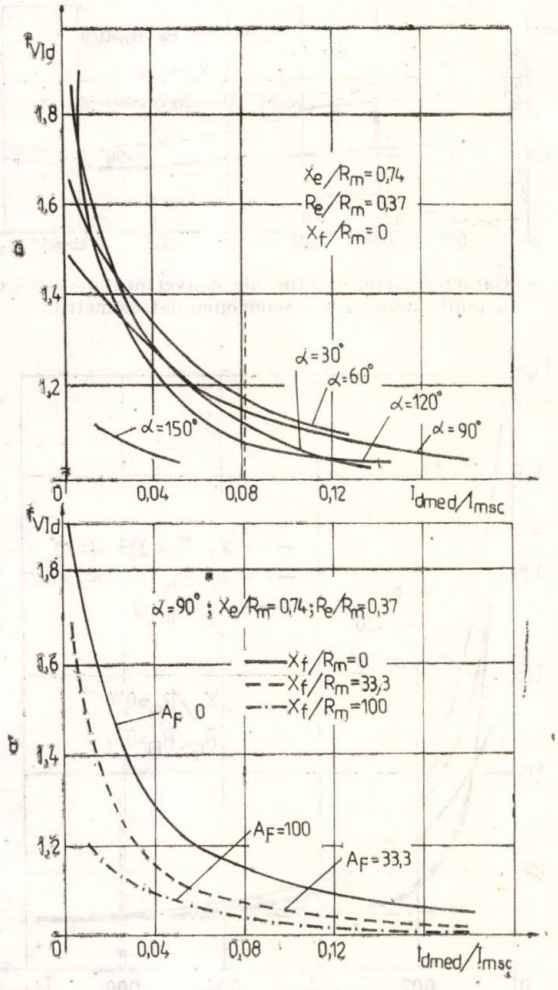


Fig. 7. Factorul de vîrf f_{VId} funcţie de I_{dmed}/I_{msc}:
a) dependenţa de parametrii de curent alternativ;
b) dependenţa de inductivitatea de filtrare.

Analiza armonică a curentului continuu i_d confirmă variaţiile mărimilor prezentate anterior. În regim de curent întrerupt, (figura 8), în jurul valorii unghiului de comandă de 90°, armonica a doua a curentului continuu depăşeşte valoarea medie a acestuia. Spectrul armonicilor se schimbă complet, spre bine, în regimul de curent neîntrerupt (figura 8), inductivitatea de filtrare contribuind în plus la scăderea armoniciilor curentului continuu i_d.

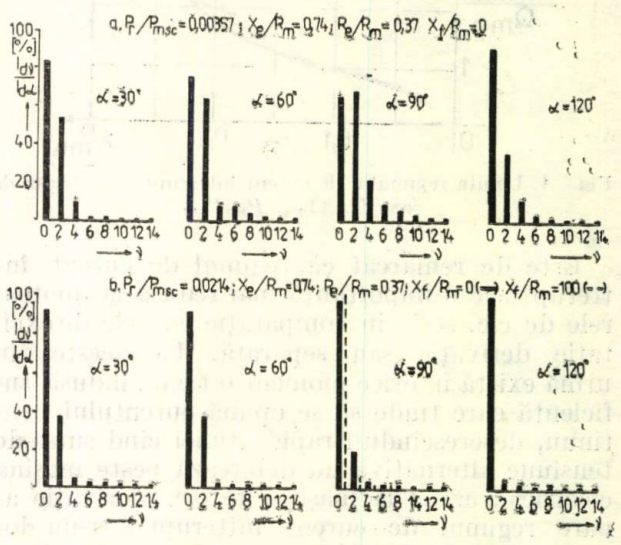


Fig. 8. Analiza armonică a curentului redresat I_d: a) regim de curent întrerupt; b) regim de curent neîntrerupt.

Caracteristicile curentului alternativ i_e prezintă importanţă la evaluarea performanţelor energetice şi la analiza influenţelor sistemelor asupra reţelelor electrice înconjurătoare.

Coeficientul de distorsiune al curentului alternativ δ_{Ie} (figura 9) variază puţin cu parametrii reţelei de curent alternativ, aceasta

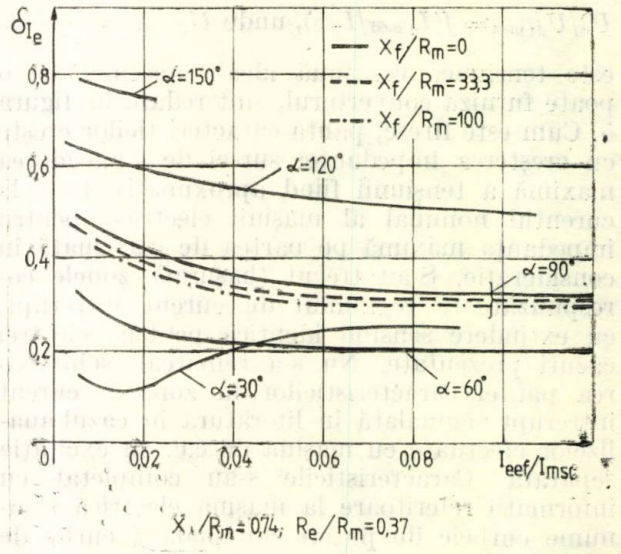


Fig. 9. Factorul de distorsiune al curentului alternativ δ_{Ie} funcţie de I_{def}/I_{msc} pentru diferite unghiuri de comandă.

deoarece i_e se suprapune ca variaţie în cea mai mare parte a unei semiperioade peste curentul continuu i_d. Fundamentala curentului alternativ scade cu creşterea unghiului de comandă α (figura 10), indiferent de parametrii

de curent alternativ sau continuu ceea ce conduce la o creștere a lui δ_{Ie}. Inductivitatea de filtrare suplimentară din circuitul de curent continuu nu îmbunătățește situația ci din contră conduce la creșterea armonicii de ordinul 3 a curentului (figura 10 b).

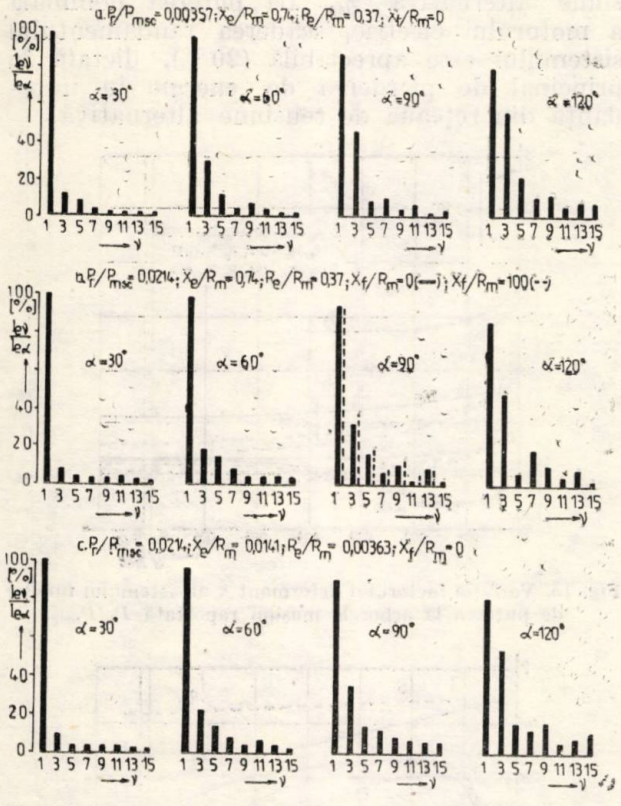


Fig. 10. Analiza armonică a curentului alternativ I_e : a) regim de curent întrerupt ; b) și c) regim de curent neîntrerupt.

Sa considerat utilă prezentarea spectrului de armonici și a cuplului electromagnetic al mașinii electrice (figura 11).

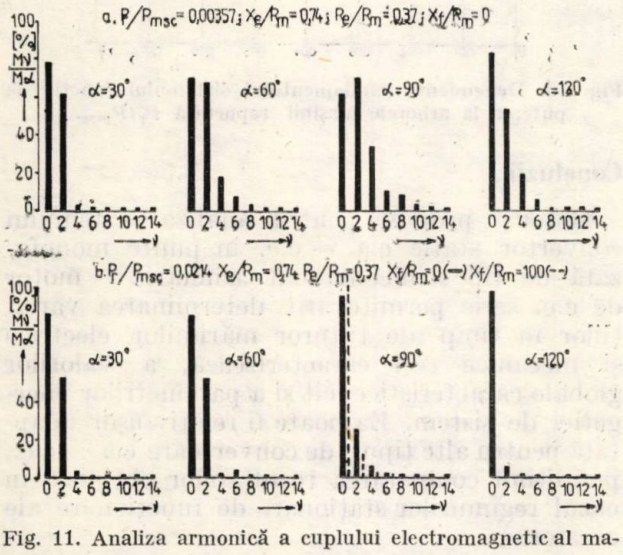


Fig. 11. Analiza armonică a cuplului electromagnetic al mașinii : a) regim de curent întrerupt ; b) regim de curent neîntrerupt.

În regim de curent întrerupt, datorită faptului că și cuplul mașinii are intervale în care prezintă valoarea zero, armonica a 2-a este comparabilă cu valoarea medie a cuplului. Situația se ameliorează la regimul de curent neîntrerupt și cu atît mai mult la prezența inductivității de filtrare (figura 11 b).

O mărime de sistem importantă o reprezintă căderea de tensiune pe impedanța din rețeaua de tensiune alternativă (figura 12). La puterea nominală a motorului de c.c. serie și impedanța de curent alternativ maximă și

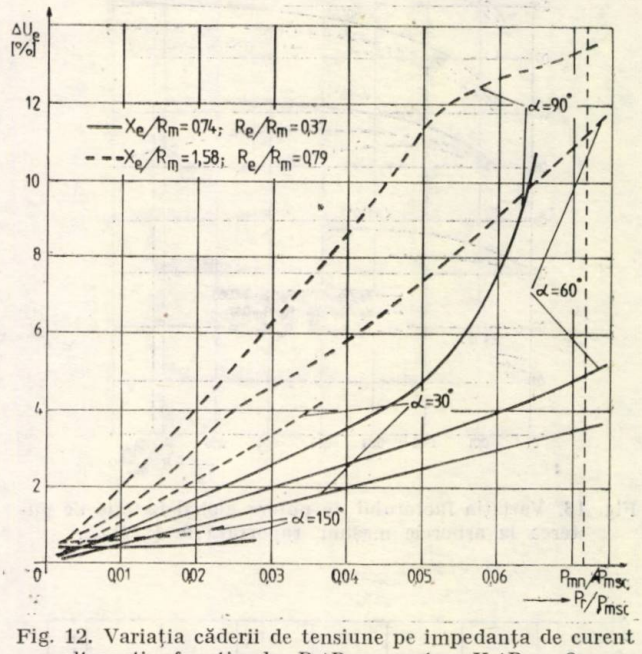


Fig. 12. Variația căderii de tensiune pe impedanța de curent alternativ funcție de P_r/P_{msc} pentru $X_f/R_m = 0$.

în jurul valorii unghiului de comandă de 90°, căderea de tensiune poate depăși 10 %. La alte unghiuri de comandă, datorită scăderii conținutului de armonici al curentului alternativ i_e căderea de tensiune scade. Inductivitatea de filtrare are o influență redusă în sensul scăderii ei, asupra căderii de tensiune.

Variațiile factorului de putere global λ (figura 13), a factorului reactiv ρ (figura 14) și ale factorului deformant τ (figura 15) funcție de puterea la arborele mașinii electrice furnizează informații asupra consumului de energie activă reactivă și deformantă a sistemului. La X_e/R_m și R_e/R_m constanți, necesarul de putere reactivă și deformantă crește cu creșterea unghiului de comandă α, ceea ce duce la scăderea corespunzătoare a lui λ. La unghiuri de comandă de 120°—150° necesarul de putere reactivă poate fi de 2—4 ori mai mare decît puterea activă. În regimul de curent întrerupt factorul deformant crește, datorită creșterii conținutului de armonici al mărimilor de curent alternativ. La creșterea impedanței din rețeaua de tensiune alternativă, ρ crește iar τ scade, deoarece armonicile sînt ceva mai re-

duse, în ansamblu însă factorul de putere global scade, necesarul de putere reactivă fiind mai mare decît scăderea puterii deformante. Inductivitatea de filtrare suplimentară în circuitul de curent continuu conduce într-o oarecare măsură la ameliorarea situaţiei, mai ales în regimul de curent întrerupt.

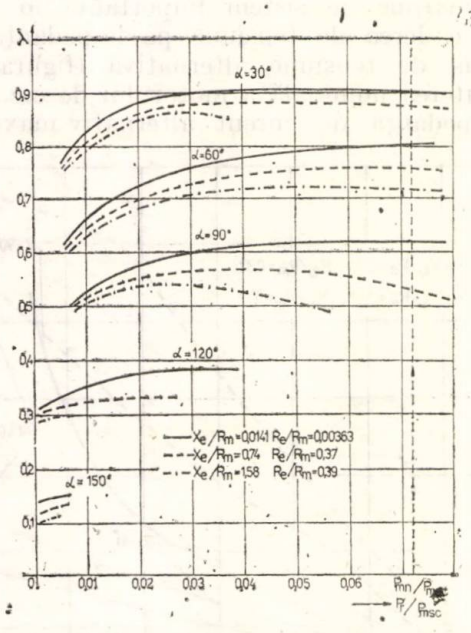


Fig. 13. Variaţia factorului de putere global funcţie de puterea la arborele maşinii raportată la P_r/P_{msc}.

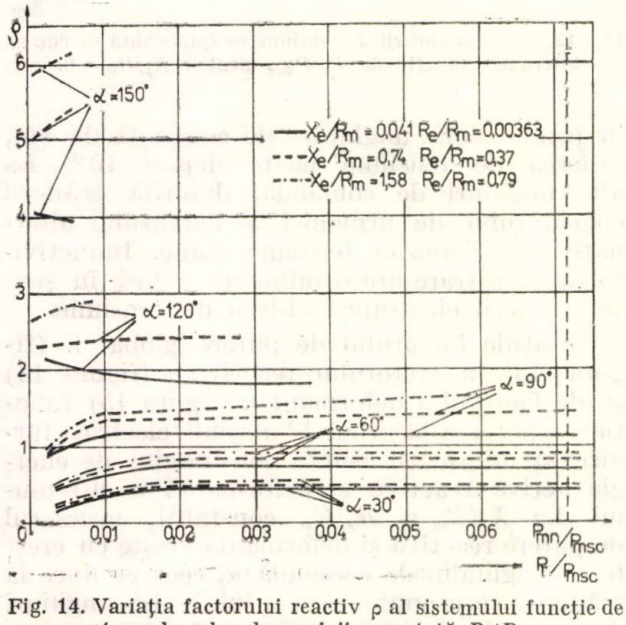


Fig. 14. Variaţia factorului reactiv ρ al sistemului funcţie de puterea la arborele maşinii raportată P_r/P_{msc}.

În fine, problema randamentului este sintetic ilustrată prin figura 16. S-a reprezentat prin η_{s1} curba randamentului în situaţia cea mai bună şi anume la $\alpha = 30°$ (armonici reduse) şi X_e/R_m şi R_e/R_m avînd valorile minime. Pentru situaţia considerată cea mai dezavantajoasă ($\alpha = 90°$ şi X_e/R_m şi R_e/R_m avînd valorile maxime) s-au redat randamentul sistemului η_{s2}, al motorului electric η_{m2}, al convertorului η_{c2} şi al impedanţei din reţeaua de tensiune alternativă η_{e2}. La puterea nominală a motorului electric, scăderea randamentului sistemului este apreciabilă (20%), dictată în principal de pierderea de energie în impedanţa din reţeaua de tensiune alternativă.

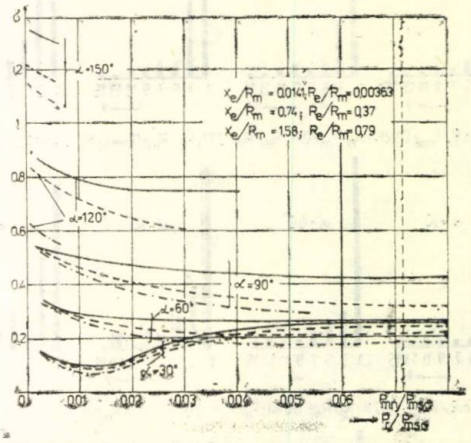


Fig. 15. Variaţia factorului deformant τ al sistemului funcţie de puterea la arborele maşinii raportată P_r/P_{msc}.

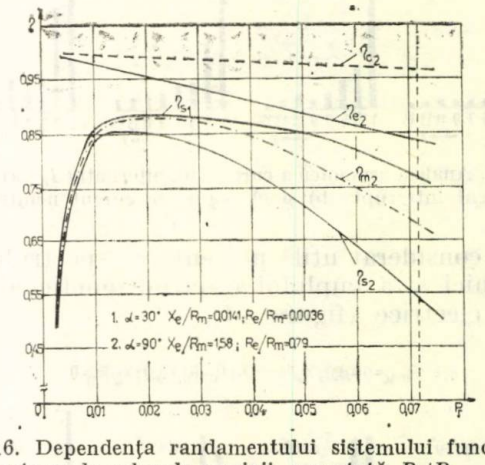


Fig. 16. Dependenţa randamentului sistemului funcţie de puterea la arborele maşinii raportată P_r/P_{msc}.

Concluzii

Metoda propusă pentru analiza sistemului convertor static c.a. — c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asimetric — motor de c.c. serie permite atît determinarea variaţiilor în timp ale tuturor mărimilor electrice şi mecanice ce-l caracterizează, a valorilor globale caracteristice, cît şi a parametrilor energetici de sistem. Ea poate fi relativ uşor adaptată pentru alte tipuri de convertoare c.a. —c.c., permiţînd compararea rezultatelor obţinute în cazul regimurilor staţionare de funcţionare ale acestora.

CZ 621.3.032 :621.314.222

Instalație pentru detectarea descărcărilor parțiale din izolația transformatoarelor folosind tehnica emisiei ultrasonoră

ANDREI MARINESCU, GENA GEORGESCU, VALERIU FILIȘEANU* — CRAIOVA

Introducere

În condițiile tendinței actuale de creștere a performanțelor transformatoarelor de forță ca tensiuni și puteri nominale, păstrîndu-se aceeași fiabilitate și durată de viață, a rezultat necesitatea utilizării de noi mijloace de control a stării izolației.

Dintre acestea tehnica ultrasonoră de măsurare și localizare a descărcărilor parțiale (DP) este singura care poate fi utilizată cu bune rezultate în exploatare [1].

Instalația realizată are scopul de a urmări în mod continuu starea izolației transformatoarelor în funcțiune, pe baza tehnicii ultrasonore.

Sesizarea DP se face cu ajutorul unor traductoare ultrasonore de construcție specială descrise într-o lucrare anterioară [2].

Nivelele de DP care depășesc o anumită amplitudine reglată și persistă un timp mai mare decît cel reglat sînt semnalizate optic sau acustic de către unitatea de prelucrare a informației furnizate de traductoare.

1. Descrierea schemei-bloc a instalației

Schema-bloc a instalației se dă în figura 1. Traductoarele ultrasonore *1÷4* urmate de preamplificatoarele *5÷8*, montate în aceeași carcasă, furnizează semnale care se pot transmite la distanță (prin intermediul unor cabluri coaxiale) unde se găsește unitatea principală UP de prelucrare a informației.

Traductoarele sînt realizate cu ajutorul unor cristale piezoelectrice de tip PZT ** în montaj electric diferențial cu pretensionare mecanică. Dimensiunile și construcția traductoarelor au rezultat din considerente de transmisie acustică optimă între sursa de DP și receptor [3]. Frecvența de lucru a rezultat din necesitatea eliminării influenței zgomotelor și vibrațiilor proprii construcției de transformatoare. În consecință, banda de frecvență a preamplificatorului a fost aleasă între 40—80 kHz (construcție în bandă largă). În scopul măririi sensibilității în anumite cazuri preamplificatorul poate fi construit și în bandă îngustă.

Unitatea principală UP este prevăzută cu comutatorul electronic *9*, care comută pe rînd traductoarele la intrarea amplificatorului *10*.

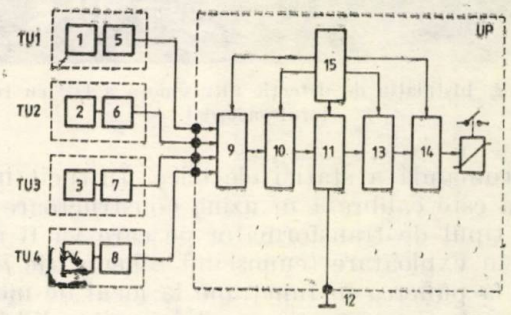


Fig. 1. Schema-bloc a instalației de detecție ultrasonoră a descărcărilor parțiale : *1÷4* traductoare ultrasonore ; *5÷8* preamplificatoare ; *9* — comutator electronic ; *10* — amplificator ; *11* — detector valoare de vîrf ; *12* — ieșire osciloscop ; *13* — comparator ; *14* — circuit de semnalizare ; *15* — circuit de alimentare.

Acesta are o amplificare de 20 dB și este urmat de detectorul valoare de vîrf *11* la ieșirea căruia, după o filtrare corespunzătoare, se obțin impulsuri care urmăresc înfășurătoarea oscilațiilor semnalului ultrasonor.

Aceste impulsuri pot fi oscilografiate la borna de ieșire *12*. Tot în blocul *11* se realizează o filtrare suplimentară și o amplificare după care se obține o tensiune continuă proporțională cu amplitudinea și frecvența semnalului de intrare. Tensiunea continuă este aplicată la intrarea unui comparator *13* cu prag de basculare reglabil. Atunci cînd tensiunea continuă obținută la ieșirea blocului *11* depășește tensiunea de prag reglată, la ieșirea comparatorului *13* se obține un semnal.

Urmează un circuit de întîrziere și semnalizare *14* care face posibilă semnalizarea numai dacă semnalul de la ieșirea comparatorului *13* se menține un timp dinainte stabilit. La ieșirea blocului *14* este conectat un releu care permite semnalizarea optică sau acustică locală și la distanță.

Alimentarea unității principale, cît și a preamplificatorului este asigurată din rețea prin intermediul blocului de alimentare *15*.

* Centrul de cercet. științifică și inginerie tehnologică — Electroputere-Craiova.

** În prezent piezoceramica PZT este asimilată la ICSITIE — București.

2. Funcționarea instalației

Traductoarele ultrasonore se montează cu ajutorul unor magneți permanenți pe cuva transformatorului în zonele cele mai probabile de defect ale bobinajului și (sau) ieșirilor fiecărei faze.

Legătura între TU și UP se face prin cabluri coaxiale obișnuite (fig. 2). UP este amplasată în cofretul transformatorului sau în camera

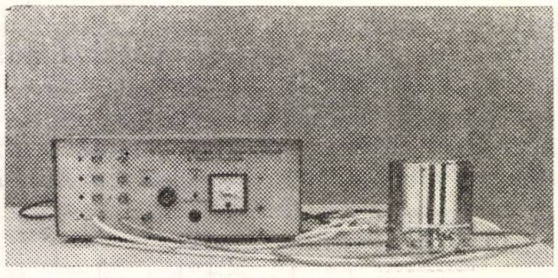


Fig. 2. Instalația de detecție ultrasonoră a DP cu traductorul racordat.

de comandă a stației electrice. Întrucît instalația este calibrată în uzina constructoare pentru tipul de transformator pe care va fi montat în exploatare (cunoscînd schema de izolație) la punerea în funcțiune la locul de montaj nu sînt necesare alte reglaje, controlul funcționării făcîndu-se prin intermediul comutării manuale sau automate a canalelor de măsură. În cazul în care se constată că pe unul din canale este semnalizată depășirea nivelului de DP prereglat se trece la modul de funcționare „Manual" și se urmărește evoluția în timp a nivelului de DP pe aparatul indicator. Dacă nivelul DP este stabil se încearcă deplasarea TU respectiv pentru detectarea nivelului maxim al semnalului ultrasonor ceea ce permite localizarea relativ precisă a zonei de defect.

Într-o primă variantă, UP a fost reglată să acționeze pentru transformatoarele de forță de 400 kV la valori ale nivelului de DP cuprinse între 300 pC (treapta 1) și 2 400 pC (treapta 4), valori valabile pentru grosimea cuvei de circa 10 mm și distanța maximă față de cuvă a sursei de DP de 300 mm.

Așa cum este concepută instalația nu produce deconectarea transformatorului de sub tensiune. Ea doar informează prin semnalizarea produsă că în zona de acțiune a traductorului, pe faza respectivă, a apărut o sursă de DP egală sau mai mare decît o anumită mărime prereglată.

3. Experimentări

Experimentări numeroase efectuate pe machete de izolație hîrtie-ulei și pe transformatoare au permis obținerea unei serii de informații utile.

O primă constatare a fost aceea că, la distanțele obișnuite utilizate în construcția transformatoarelor, semnalul ultrasonor furnizat de TU este proporțional cu semnalul măsurat în

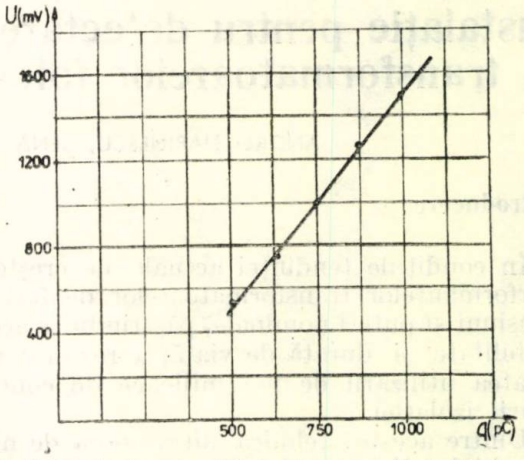


Fig. 3. Dependența semnalului ultrasonor U (mV) de sarcina aparentă a DP q(pC).

schemele de detectare electrică a DP așa cum rezultă din figura 3.

Oscilografierea simultană a semnalului rezultat din detectarea electrică și ultrasonoră ca în figura 4 permite determinarea întîrzierii semnalului ultrasonor în urma parcurgerii stratului de ulei. Cu ajutorul acestei mărimi se poate calcula distanța dintre sursa de DP și traductor. Cu construcția realizată s-au putut calcula și verifica aceste distanțe cu o precizie de aproximativ 10 %.

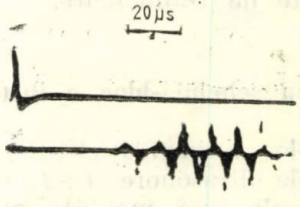


Fig. 4. Oscilograme ale semnalului rezultat din : a — detectarea electrică a DP ; b — detectarea ultrasonoră a DP (baleiaj 20µs/cm).

Pentru distanțele studiate (sub 300 mm) s-a confirmat că atenuarea semnalului ultrasonor este invers proporțională cu distanța [4,5] așa cum rezultă din figura 5.

În perioada 1982—1983 s-au făcut numeroase experimentări pe transformatoare de 110 kV aflate în stațiile de transformare. La un număr de 12 transformatoare de 110 kV, cu puteri nominale pînă la 50 MVA, cu durata de funcționare pînă la 10 ani și cu tg δ în limitele prescrise de normele de exploatare, nivelele de DP nu au depășit limita de sensibilitate a aparatului egală cu 300 pC. La un transformator de 110 kV, 25 MVA aflat în exploatare din 1950 s-a sesizat pe faza mediană un nivel DP cuprins între 1 000 și 2 000 pC, nivel ce se men-

ține constant în timp. Totuși, acest transformator este încă funcțional, fiindcă probele profilactice ale uleiului și tg δ nu indică depășiri sensibile.

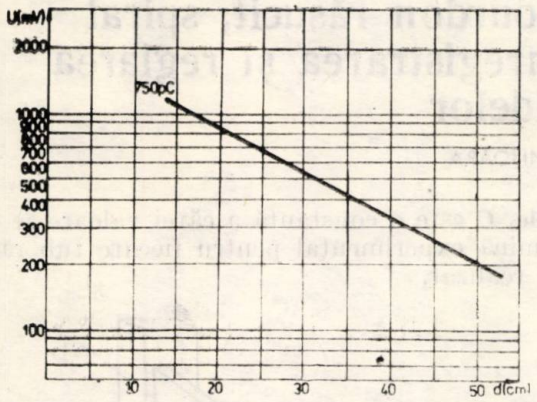


Fig. 5. Atenuarea semnalului ultrasonor U(mV) în funcție de mărimea intervalului de ulei d (cm) dintre sursa de DP și traductor.

La trei transformatoare de 220 kV a existat posibilitatea urmăririi nivelului de DP atît în uzina constructoare, cît și după punerea în funcțiune. După circa 3 ani de funcționare nu s-au sesizat DP pe nici o fază.

De menționat că în fabrica constructoare măsurătorile nivelului de DP se fac la 1,3 U_m conform STAS 1703/80 unde se admit nivelele maxime de 300 pC pe cînd în exploatare funcționarea are loc numai la U_m.

Este natural că acest gen de experimentări conduce la rezultate interesante numai în condițiile urmăririi continue și de lungă durată a transformatoarelor în funcțiune.

În acest sens o instalație de detecție ultrasonoră de tipul descris a fost montată definitiv pe un transformator de 400 kV, 250 MVA și este prevăzută montarea a încă trei asemenea instalații pentru studii de lungă durată pe transformatoare cu aceeași clasă de izolație.

4. Concluzii

Se descrie tehnica de urmărire continuă în exploatare a nivelului de DP la transformatoarele de putere cu ajutorul metodei ultrasonore și instalația ultrasonoră construită în acest scop.

Echipamentul realizat nu necesită nici o modificare a construcției transformatoarelor sau a funcționării acestora, amplasarea traductoarelor făcîndu-se pe cuvă prin magneți permanenți. Etalonarea aparatului, pentru reglarea valorilor dorite de semnalizare se efectuează la livrare.

Este în curs de desfășurare un program de experimentări de lungă durată pe transformatoare de 400 kV. Aceste experimentări au rolul de a verifica atît evoluția nivelului de DP al transformatoarelor, cît și stabilitatea în timp a performanțelor întregii instalații.

Bibliografie

[1] *Hironieni, E., Takala, J.* Localisation de décharges partielles et de défauts électriques dans les transformaterus de puissance au moyen d'un méthode ultrasonore automatique. În : CIGRE 1982 Rap. 12—08.

[2] *Marinescu, A., Georgescu, G., Calană, St.* Detectarea descărcărilor parțiale din izolația hîrtie-ulei a transformatoarelor folosind tehnica emisiei ultrasonore. Partea I. În : Biuletin Interelectrotest (1982), 6, (în curs de apariție).

[3] *Malov, V.* Piezoelectriceskie datciki. Energhia 1978.

[4] *Harrold, R.* Relationship between ultrasonic and electrical measurement of under oil corona sources. În : TIEEE on electrical Insulation, 2(1976), 1, 1511—18.

[5] *Keizaburo, K.* Improvement of reliability for 500 kV transformers. În : Hitachi Rev. 7 (1975), 11, 421—427.

CZ 621.14 :532.1

Posibilitatea folosirii unui traductor Hall de unghi, indigen, asamblat cu un tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal, la măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii fluidelor

AFILON HELER* — TIMIȘOARA

Introducere

Odată cu dezvoltarea tehnicii, sînt tot mai numeroase procesele industriale unde parametrii optimi care decid calitatea depind de măsurarea și reglarea corectă a presiunii unor agenți de lucru, cum ar fi : apa, uleiul, aburul, aerul comprimat, diferite gaze sau alte fluide. Măsurarea presiunii prezintă mare importanță industrială și atunci cînd este necesară folosirea fluidelor sub presiune pentru acționarea sau alimentarea unor instalații, pentru stocarea gazelor sub volum redus, pentru transportul fluidelor la mari distanțe prin conducte etc.

Presiunea poate fi măsurată față de o presiune de referință, de cele mai multe ori presiunea atmosferică, vorbindu-se în acest caz de presiune relativă (suprapresiune sau depresiune) sau poate fi evaluată ca presiune absolută. Pentru măsurarea presiunii se utilizează mijloace de măsurat, manometre, diverse ca soluție constructivă, printre care și cele cu tub elastic Bourdon.

Posibilitatea realizării unor manometre cu traductor Hall de deplasare liniară și tub elastic Bourdon, care asigură o dependență liniară între deplasarea liniară X a capătului liber al tubului și presiunea p de măsurat, a fost tratată de autor într-o altă lucrare [1].

În cele ce urmează se prezintă posibilitatea realizării unor manometre cu traductor Hall de unghi și tub elastic Bourdon (răsucit, spiral sau elicoidal) care asigură o dependență între presiunea de măsurat p și deviația unghiulară α pe care o efectuează capătul liber al tubului sub acțiunea lui p. Asemenea manometre pot fi folosite la măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii fluidelor.

1. Tubul elastic răsucit, spiral și elicoidal

În figura 1 este prezentat schematic tubul elastic Bourdon răsucit, care asigură o anumită dependență între presiunea p din interiorul său (presiunea de măsurat) și o mișcare de rotație a capătului liber (deci un unghi α). Literatura de specialitate [2] indică pentru unghiul α expresia :

$$\alpha = Cp, \qquad (1)$$

unde, C este o constantă a cărei valoare se determină experimental pentru fiecare tub răsucit realizat.

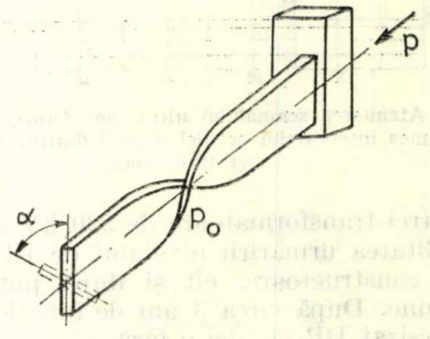


Fig. 1. Tub elastic Bourdon răsucit.

Tubul elastic spiral este constituit [3] din 2 pînă la 6 spire, dispuse în același plan (fig. 2). Acest tub asigură tot o dependență între α și p, de forma celei date de relația (1), constanta C fiind funcție și de numărul de spire.

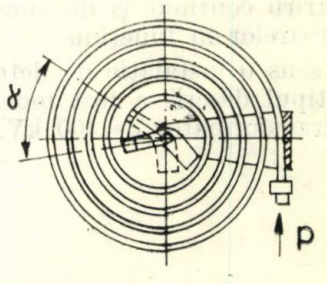


Fig. 2. Tub elastic Bourdon spiral.

Un tub elicoidal este format în general [3] din 6—9 spire, dar situate în planuri diferite (fig. 3). Sub acțiunea presiunii p, spirele tubului își schimbă curbura, axul d rotindu-se cu unghiul α (unghiul de desfășurare).

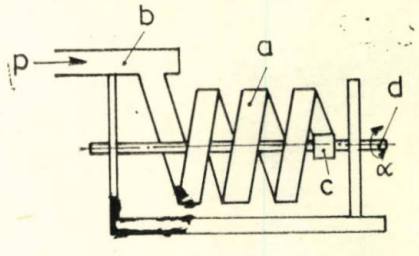


Fig. 3. Tub elastic Bourdon elicoidal.

* Institutul de cercet. șt. și ing. tehnologică pentru tehnică de calcul (ITC) Timișoara.

Tuburile elastice Bourdon, prezentate mai sus, au comun faptul că atunci cînd presiunea p din interiorul lor (presiunea de măsurat) este mai mare decît presiunea exterioară p_0 (presiunea atmosferică), ele tind să ia forma de tub drept, înregistrîndu-se o mișcare de rotație a capătului liber, deci un unghi α.

Din literatura de specialitate [3, 4, 5, 6] rezultă pentru α valori maxime de 50°—60°.

Din cele de mai sus rezultă că tuburile elastice Bourdon răsucite, spirale și elicoidale sînt traductoare mecanice care asigură o dependență între presiunea de măsurat p (ca mărime de intrare, $X_i = p$) și o deviație unghiulară α (ca mărime de ieșire, $X_e = \alpha$). A măsura presiunea p, folosind un asemenea tub elastic, înseamnă de fapt a măsura unghiul α. În acest scop se folosesc diferite mecanisme de transmitere a mișcării de rotație pînă la dispozitivul de indicare, printre care și traductoare electrice [3, 4, 5, 6].

2. Traductorul Hall de unghi

Schema electrică a unui multiplicator Hall este cunoscută în literatura de specialitate, putînd fi reprezentată [1] ca în figura 4 a. Tensiunea Hall, măsurată de milivoltmetrul mV, are expresia cunoscută :

$$U_H = K_H I_C B_n, \qquad (2)$$

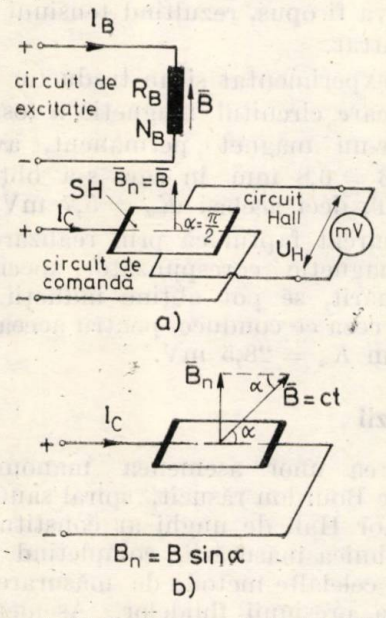


Fig. 4. Multiplicator — traductor Hall.

în care,

U_H este tensiunea Hall, în V;

K_H — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în V/AT;

I_C — curentul de comandă, în A;

B_n — componenta normală, la suprafața plăcuței semiconductoare SH, a inducției magnetice creată de circuitul de excitație, în T.

Din expresia tensiunii Hall (rel. 2) rezultă caracterul de multiplicator, U_H fiind proporțională cu produsul a două mărimi, I_C și B_n.

Dacă inducția magnetică $\bar{B}$ nu este normală (perpendiculară) la suprafața plăcuței semiconductoare, ci face un unghi α (fig. 4. b), atunci în expresia lui U_H (relația 2) apare componenta normală, $B_n = B \sin \alpha$. Rotind deci plăcuța semiconductoare (sonda Hall) într-un cîmp magnetic omogen, constant în timp (B = = ct), expresia tensiunii Hall devine:

$$U_H = K_H I_C B_n = K_H I_C B_n \sin \alpha. \qquad (3)$$

Menținînd constant și pe I_C, rezultă:

$$U_H = K_\alpha \sin \alpha, \qquad (4)$$

unde, $K_\alpha = K_H I_C B$, în volți, este o constantă.

Din (4) rezultă caracterul de traductor Hall de unghi al multiplicatorului Hall (în condițiile menționate), U_H fiind o măsură a unghiului α, prin sinusul său. Milivoltmetrul mV, care măsoară tensiunea Hall U_H poate fi etalonat în unități de unghi de la $\alpha = 0$ pînă la $\alpha =$ $= 90°$.

De remarcat faptul că $0 < \alpha < 90°$ acoperă gama de variație a unghiului α de la tuburile elastice Bourdon răsucite, spirale și elicoidale, gamă ce se extinde [3, 4, 5, 6] de la $\alpha = 0°$ la $\alpha = (50°—60°)$.

3. Posibilitatea folosirii traductorului Hall de unghi asamblat cu un tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal, la măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii fluidelor

Avînd în vedere că traductorul Hall de unghi poate asigura o dependență între tensiunea Hall U_H și unghiul α de rotire a sondei în cîmp magnetic omogen (rel. 4), rezultă posibilitatea măsurării presiunii p prin U_H, dacă mărimea de ieșire $X_e = \alpha$ de la tubul elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal devine mărime de intrare pentru traductorul Hall de unghi. Pe baza relațiilor (1) și (4) se poate scrie:

$$U_H = K_\alpha \sin \alpha = K_\alpha \sin Cp. \qquad (5)$$

Se vede că U_H este o măsură pentru presiunea de măsurat p, prin sin C_p.

Ansamblul format de traductorul Hall de unghi și un tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal poate constitui un manometru, milivoltmetrul mV (fig. 4) putînd fi etalonat

direct în unităţi de presiune. Pentru realizarea unor astfel de manometre, sonda Hall se fixează rigid, direct de capătul liber al tubului elastic, fără a fi necesar vre-un mecanism intermediar de transmitere a mişcării de rotaţie. Fixarea sondei trebuie astfel executată încît unghiul $\alpha = Cp$ pe care îl face capul liber al tubului elastic să fie unghiul α cu care se roteşte sonda Hall în cîmpul magnetic omogen, constant în timp (B = ct) creat de circuitul de excitaţie al traductorului Hall.

4. Rezultate experimentale

A fost realizat un traductor Hall de unghi, folosind o plăcuţă semiconductoare din Ge-n (material semiconductor indigen), cu dimensiunile $5 \times 2 \times 0{,}3$ mm³. Etalonarea sondei Hall s-a făcut într-un electromagnet Weiss, în întrefierul căruia s-au creat cîmpuri magnetice omogene de inducţii pînă la $B = 1$T. Inducţia B a fost măsurată cu un teslametru Hall tip Metra, tensiunea U_H cu un „Normatest digital" iar I_c cu un miliampermetru magnetoelectric de clasă 0,2.

Dependenţa $U_H = f(B)$ pentru două valori ale curentului de comandă $I_C (I_C = 5$ şi 10 mA), obţinută experimental cu sonda Hall realizată, este prezentată în figura 5. Conform (2) din aceste grafice rezultă o sensibilitate medie în sarcină, $K_H = 2{,}85$ V/A.T.

Dispunînd de un circuit magnetic de formă toroidală, cu secţiunea dreptunghiulară de $1{,}8 \times 2{,}3 = 4{,}14$ cm², avînd $N_B = 1\,000$ spire uniform repartizate de-a lungul lungimii torului, s-a realizat în întrefierul acestuia $\delta = 10$

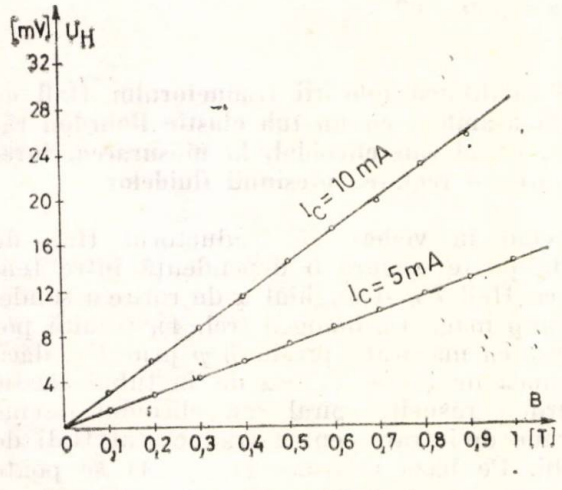


Fig. 5. Dependenţa $U_H = f(B)$, la I_C = constant.

mm, un cîmp magnetic omogen de inducţie $B = 0{,}2$ T, alimentînd cele N_B spire cu un curent continuu de intensitate $I = 10$ A. La un $I_C = 10$ mA şi rotind sonda în acest cîmp magnetic omogen, constant în timp, cu unghiul α, s-a obţinut experimental, pentru traductorul Hall de unghi realizat, dependenţa $U_H = f(\alpha)$. Această dependenţă este reprezentată în figura 6.

Pentru constanta K_α (rel. 4) rezultă valoarea:

$$K_\alpha = K_H I_C B = 2{,}85 \times 10 \times 0{,}2 = 5{,}7 \text{ mV}, \quad (6)$$

iar (5) devine:

$$U_H = 5{,}7 \sin Cp. \quad (7)$$

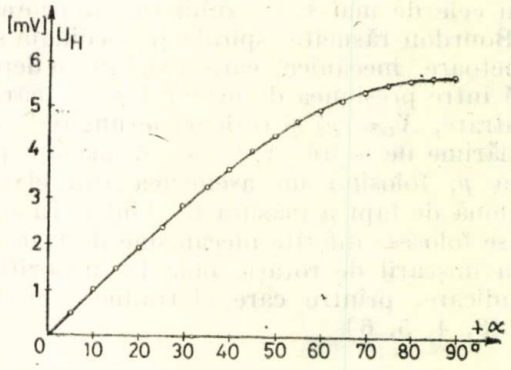


Fig. 6. Dependenţa $U_H = f(\alpha)$, la B = constant şi I_C = = constant.

Pentru un tub elastic dat, deci C cunoscut, milivoltmetrul mV poate fi etalonat (după cum s-a mai menţionat) direct în unităţi de presiune. Dacă se asigură, constructiv, ca la $p = p_0$ (presiunea atmosferică) să existe $\alpha = 0$, atunci pentru $p > p_0$ (un sens de rotire pentru α) se obţin tensiuni Hall pozitive, iar la $p < p_0$ sensul lui α va fi opus, rezultînd tensiuni Hall de semn contrar.

A fost experimentat şi un traductor Hall de unghi la care circuitul magnetic a fost constituit dintr-un magnet permanent, avînd un întrefier $\delta = 6{,}8$ mm în care s-a obţinut tot $B = 0{,}2$ T, deci acelaşi $K_\alpha = 5{,}7$ mV.

De remarcat faptul că prin realizarea unui circuit magnetic corespunzător, specific scopului urmărit, se pot obţine inducţii pînă la $B = 1$ T, ceea ce conduce, pentru aceeaşi sondă Hall, la un $K_\alpha = 28{,}5$ mV.

5. Concluzii

Realizarea unor asemenea manometre cu tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal şi traductor Hall de unghi ar constitui o noutate în tehnica măsurării, completînd în mod avantajos celelalte metode de măsurare pe cale electrică a presiunii fluidelor. Asemenea manometre ar putea fi folosite atît la măsurarea presiunii, cît şi la înregistrarea, respectiv reglarea între anumite limite a acesteia.

Forţa necesară rotirii sondei Hall este foarte mică, sonda fiind foarte uşoară, montată direct şi rigid de capătul mobil al tubului elastic Bourdon, lipsind orice mecanism de trans-

mitere și amplificare între tub și sondă. Asupra sondei nu se manifestă forțe de reacție, ca în cazul altor traductoare. Toate acestea conferă manometrelor cu traductor Hall de unghi și tub elastic Bourdon răsucit, spiral sau elicoidal, caracteristici dinamice foarte bune, ceea ce înseamnă inerție mică.

Aceste manometre pot asigura o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare, căci tensiunea Hall U_H poate fi ușor amplificată. Condițiile de amplificare devin și mai bune dacă I_C este o mărime sinusoidală și B rămîne constant în timp, căci în acest caz și tensiunea Hall devine sinusoidală.

Tensiunea Hall U_H, care este funcție de presiunea ce se măsoară prin unghiul α, poate fi introdusă în echipamente de calcul sau pentru realizarea de comenzi respectiv reglări automate.

Traductorul Hall de unghi nu are părți componente care să se afle sub presiune în timpul măsurării. De asemenea, nu este prevăzut cu nici un contact electric care să se închidă sau deschidă în timpul măsurării (cum e cazul la alte traductoare electrice) și drept urmare sînt evitate scînteile, arcul electric, exploziile, în cazul montării unor asemenea manometre în mediul gazos exploziv.

Precizia unor asemenea manometre este funcție de tipul tubului elastic (răsucit, spiral sau elicoidal) și de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall. Asupra sensibilității, se poate influența prin I_C și B (deci prin circuitul magnetic).

Bibliografie

[1] *Heler, Af.* Posibilitatea realizării unor manometre cu tub elastic Bourdon și traductor Hall indigen. Sub tipar la E.E.A.— București.

[2] *Micu, C., Dodoc, P., Diaconescu, Gh., Manolescu, A. M.* Aparate și sisteme de măsurare în construcția de mașini. E.T. București, 1980.

[3] *Penescu, T., Petrescu, V.* Măsurarea presiunii în tehnică. E. T. București, 1968.

[4] *Murin, G. A.*, Măsurări termotehnice (trad. din lb. rusă) E.E.S. — București, 1954.

[5] *Coman, G., Popescu, P., Petrescu, V.*, Tehnica măsurării presiunii și debitului. E.D.P. București, 1963.

[6] *Iohovschi, M. C.*, Tehnica măsurării presiunii și vidului (trad. din lb. rusă). E. T. București, 1951.

CZ 621.313.333

MAȘINĂ DE INDUCȚIE
CÎMP MAGNETIC
METODA ELEMENTELOR FINITE

Analiza numerică prin metoda elementelor finite a cîmpului magnetic din mașina de inducție în regim staționar

IOAN-ADRIAN VIOREL, GHEORGHE MÎNDRU, MIRCEA M. RĂDULESCU, ZOLTÁN SZABÓ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În proiectarea și construcția, la nivelul exigențelor actuale, a mașinilor electrice, analiza detaliată și cît mai exactă a cîmpului electromagnetic propriu acestora este indispensabilă. În acest sens, determinarea cu precizie acceptabilă a cîmpului magnetic din mașina rotativă de inducție reclamă considerarea distribuției reale spațio-temporale de curenți statorici și rotorici, a neliniarității mediilor feromagnetice, a condițiilor de frontieră și geometriei complexe specifice acestei mașini. Evident, o asemenea problemă de cîmp este rezolvabilă satisfăcător numai prin intermediul metodelor numerice, în categoria cărora s-a impus, în ultimul timp, metoda elementelor finite (MEF) [1].

Un model de cîmp magnetic al mașinii de inducție suficient de riguros, adecvat rezolvării prin MEF, cel puțin deocamdată, nu se justifică practic a fi dezvoltat în cadrul exclusiv al teoriei cîmpului [2, 3, 4, 5]. De aceea, într-o analiză numerică realistă a cîmpului magnetic din mașina de inducție, modelul de cîmp se combină cu cel de circuit, asigurîndu-se compatibilitatea lor reciprocă [3, 4, 5].

Lucrarea de față prezintă analiza numerică prin MEF a cîmpului magnetic din secțiunea transversală a unei mașini de inducție cu rotor în colivie, în regim permanent de funcționare corespunzător unui moment dat, unei anumite alunecări ($s = 1$) și rotorului pseudostaționar. S-a adoptat un model neliniar de cîmp magnetic staționar plan-paralel al mașinii, care a presupus pe lîngă alegerea corectă a domeniului de cîmp, stabilirea condițiilor pe frontieră, fixarea poziției reciproce a armăturilor etc., și predeterminarea distribuției instantanee a solenației statorice și rotorice din înfășurările dispuse în crestături. Ca urmare, modelului de cîmp i s-a asociat un model de circuit în regim permanent al mașinii de inducție, care a permis luarea în considerație a armonicelor de spa-

* Institutul politehnic Cluj-Napoca, Fac. de electrotehnică.

ţiu şi de crestare, a deschiderilor de crestătură, a reacţiei indusului şi, într-o formă globală, chiar a saturaţiei circuitului magnetic.

1. Stabilirea modelului combinat de cîmp şi de circuit al maşinii de inducţie în regim staţionar

1.1. *Pentru obţinerea modelului de cîmp al maşinii de inducţie, se adoptă ipotezele simplificatoare uzuale*:

a. Cîmpul magnetic se consideră plan-paralel, mărimile sale directe de stare fiind independente de coordonata z ortogonală secţiunii transversale a maşinii:

$$\bar{H} = H_x\bar{i} + H_y\bar{j}; \quad \bar{B} = B_x\bar{i} + B_y\bar{j}. \tag{1}$$

b. Potenţialul magnetic vector $\bar{A}$ şi densitatea $\bar{J}$ corespunzătoare valorilor momentane ale curenţilor statorici şi rotorici posedă numai componente după axa z:

$$\bar{A} = A_z\bar{k} = A\bar{k}; \quad \bar{J} = J_z\bar{k} = J\bar{k}. \tag{2}$$

c. Neliniaritatea miezului feromagnetic al armăturilor, statorică şi rotorică, se presupune univocă (de tip saturaţie) şi se defineşte prin caracteristica experimentală a reluctivităţii $\bar{\bar{\nu}} = \bar{\bar{\nu}}(\bar{B})$.

În aceste ipoteze, aplicînd principiul lui Hamilton [1] sistemului fizic izolat constituit din mediul corporal neliniar, neomogen, nemagnetizat permanent şi, în general, anizotrop (ortotrop) al secţiunii transversale a maşinii de inducţie în prezenţa cîmpului magnetic staţionar plan-paralel, se obţine modelul matematic variaţional de cîmp al maşinii, comportînd extremizarea funcţionalei energetice (integralei acţiunii de tip lagrangeean) [1]:

$$\mathcal{F} = \int_{\mathcal{D}} \left[\left(\int_0^{\bar{B}} \bar{\bar{\nu}}(\bar{B}) \bar{B} d\bar{B} \right) - \left(\int_0^{\bar{A}} \bar{J}\, d\bar{A} \right) \right] d\mathcal{D} = \tag{3}$$

$$= \int_{\mathcal{D}} \left\{ \left[\left(\int_0^{B_x} \nu_{xx}(B_x) B_x \, dB_x \right) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \left(\int_0^{B_y} \nu_{yy}(B_y) B_y \, dB_y \right) \right] - \left(\int_0^{A} J \, dA \right) \right\} dx\, dy.$$

Rezolvarea problemei de analiză a cîmpului magnetic staţionar din secţiunea transversală a maşinii de inducţie, în formularea variaţională anterioară, revine, aşadar, la aflarea soluţiei de potenţial magnetic vector, care realizează extremul funcţionalei (3), în domeniul de cîmp $\mathcal{D}$, cu următoarele condiţii de unicitate asociate:

— condiţii de tip Dirichlet şi Neumann omogene pe frontiera domeniului de cîmp $\mathcal{D}$;

— condiţii la interfaţa subdomeniilor de cîmp (cupru, fier, aer);

— proprietăţile de material ale mediului de cîmp, în speţă reluctivitatea în regiunile conductoare ($\nu = \nu_0$), feromagnetice ($\bar{\bar{\nu}} = \bar{\bar{\nu}}(\bar{B})$) şi în întrefier ($\nu = \nu_0$);

— distribuţia instantanee a densităţii de curent J în subdomeniile (crestăturile statorice şi rotorice) în care ea este nenulă;

Dintre condiţiile anterioare, cele pe frontieră şi de surse fac necesară introducerea unui model de circuit al maşinii de inducţie cu rotor în colivie.

1.2 *Determinarea distribuţiei momentane* a curenţilor în conductoarele plasate în crestăturile statorice şi rotorice şi stabilirea domeniului de cîmp $\mathcal{D}$ cu condiţii pe frontieră, de tip Dirichlet şi Neumann omogene, s-au efectuat în baza unui model de circuit al maşinii de inducţie [6, 7], în care s-au luat în consideraţie influenţa deschiderilor de crestătură (prin inductivităţile extinse), armonicele de repartiţie a înfăşurării şi reacţia indusului. De asemenea, în procesul iterativ de determinare a curenţilor s-a introdus întrefierul mărit de calcul, conţinînd factorul de saturaţie obţinut prin evaluarea căderilor de tensiune magnetică în diferitele porţiuni ale circuitului magnetic al maşinii [7].

În sistemul ecuaţiilor de tensiuni din care se determină curenţii de regim permanent, elementul de circuit s-a considerat zona, pentru stator şi ochiul format din două bare consecutive şi porţiunile respective de inel de scurtcircuitare, pentru rotor. Corespunzător maşinii de inducţie cu rotor în colivie studiate (132 S; 5,5; 1 500) s-au considerat primele şase armonici de spaţiu (inclusiv armonicile de ordin $p \pm Z_1$, la care efectul deschiderilor de crestătură este cel mai important) şi două armonici de reacţie de ordinul $\pm Z_2$. La stabilirea poziţiei reciproce a crestăturilor statorice şi rotorice, pe porţiunea de maşină extinsă la un pas polar, s-a presupus numai fundamentala curentului statoric şi curentul rezultant din barele rotorice. Ca urmare decalajul iniţial rotoric β_R s-a adoptat egal cu 7,1°.

În baza acestui model de circuit în regim permanent al maşinii de inducţie cu rotor în colivie, corespunzător alunecării $s = 1$ a rezultat distribuţia instantanee a solenaţiei statorice şi rotorice (la momentul $t = 5\ \pi/6\ \omega$) conform figurii 1 şi domeniul bidimensional de cîmp (un sfert din secţiunea transversală a maşinii) cu condiţiile pe frontieră din figura 2.

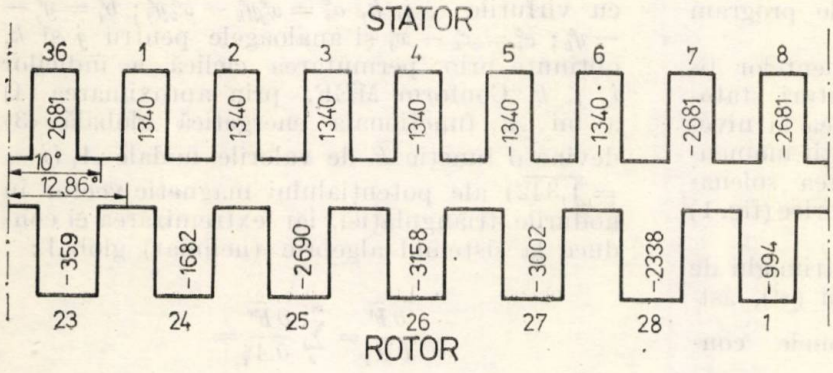


Fig. 1. Distribuţia de regim staţionar la momentul $t=5\pi/6\omega$ a solenaţiilor (Asp) statorică şi rotorică pentru alunecarea $s = 1$.

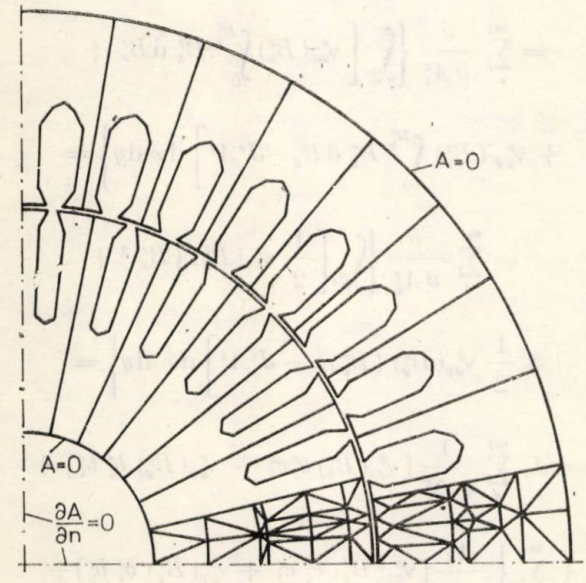


Fig. 2. Domeniul de cîmp magnetic din secţiunea transversală a maşinii şi discretizările asociate zonei statorului, respectiv rotorului.

2. Rezolvarea prin MEF a modelului de cîmp magnetic staţionar al maşinii de inducţie

Algoritmul MEF de rezolvare numerică a modelului de cîmp magnetic staţionar al maşinii de inducţie prezintă două module de program: modulul de furnizare a datelor de intrare şi modulul de calcul numeric propriuzis. Acest algoritm programabil poate fi completat cu un modul de exploatare a rezultatului brut al analizei cîmpului magnetic, în scopul evaluării unor mărimi locale şi globale (fluxuri, forţe, cupluri, pierderi, inductanţe etc.) cu semnificaţie directă în practica inginerească.

Programul elaborat pentru calculatorul Felix C-256, constînd dintr-un program principal şi din patru subrutine de bază, a încorporat în structura sa numai primele două module anterior menţionate. Dată fiind complexitatea problemei studiate, programul a fost segmentat, necesitînd o memorie de 80 Kocteţi şi o durată de rulare de aproximativ 15 minute.

2.1. *Modulul de furnizare a datelor de intrare comportă următoarele faze*:

— generarea reţelei de discretizare a domeniului de cîmp adoptat (separat pentru zona statorică, respectiv rotorică) în elemente finite triunghiulare de ordinul *I*;

— descrierea geometriei şi topologiei triangulaţiei obţinute;

— precizarea proprietăţilor electromagnetice de material (ν^e), a funcţiei de sursă (J^e) şi a condiţiilor la limită, la nivelul fiecărui element finit triunghiular *e*.

Primele două faze constau, la rîndul lor, în:

— aproximarea crestăturilor reale, statorice şi rotorice, cu poligoane echivalente (fig. 2);

— furnizarea manuală a coordonatelor polare ale nodurilor triangulaţiei segmentului de bază (zona unei crestături) statoric, respectiv rotoric (fig. 2), după fixarea prealabilă a poziţiei reciproce a celor două armături (prin adoptarea unghiului β_R) în ipoteza rotorului pseudostaţionar;

— generarea automată a coordonatelor nodurilor din subdomeniul de cîmp statoric, respectiv rotoric (prin rotaţia corespunzătoare şi multiplicarea grafică de 9 ori a segmentului de bază statoric, respectiv de 7 ori a celui rotoric) (fig. 2);

— numerotarea automată, mai întîi separată, apoi globală (unitară) a nodurilor triangulaţiei statorice, respectiv rotorice (zona foarte îngustă a întrefierului nu posedă noduri proprii);

— numerotarea automată a elementelor din stator, rotor şi întrefier;

— calculul automat al ariei şi coordonatelor polare ale centrului de greutate pentru fiecare element finit triunghiular al discretizării;

— generarea automată a matricei elementelor vecine fiecărui nod al triangulaţiei.

Rezultatul celor două faze ale primului modul de program s-a concretizat într-o triangulaţie a domeniului de cîmp considerat, cu 342 de noduri (interioare şi de frontieră) şi 633 de elemente.

Ultima fază a aceluiași modul de program vizează :

— identificarea automată a elementelor finite corespunzătoare fiecărei crestături statorice și rotorice ; calculul și precizarea la nivelul acestor elemente finite a densității momentane de curent (J^e), prin raportarea solenațiilor corespunzătoare statorice și rotorice (fig. 1) la ariile crestăturilor respective ;

— specificarea la nivelul fiecărui triunghi de discretizare a valorilor reluctivității (ν^e), astfel : $\nu^e = \nu_0 = 795\,774\ \frac{m}{H}$, în zonele conductoare și în întrefier, respectiv $\overline{\overline{\nu}}^e = \overline{\overline{\nu}}^e(\overline{B}^e)$, mărime actualizată la fiecare iterație de calcul, în zonele feromagnetice, statorice și rotorice ;

— fixarea condiției Dirichlet omogene $A = 0$ în nodurile de frontieră corespunzătoare (fig. 2), condițiile la interfața subdomeniilor de cîmp fiind implicit satisfăcute în procesul de extremizare a funcționalei energetice (3), datorită tipului adoptat de triangularizare și de aproximare locală a funcției staționare de potențial magnetic vector [1].

2.2. *Modulul programului de calcul numeric propriu-zis conține două secvențe principale* :

— generarea linie de linie a sistemului (neliniar) extremizant global ;

— rezolvarea acestuia printr-un procedeu iterativ.

Prima secvență de program se bazează pe considerațiile din [1]. Astfel, corespunzător triangulației adoptate pentru domeniul de cîmp și aproximării funcției de potențial (componenta după axa z, $A_z = A$, a potențialului magnetic vector) elementale A^e printr-un polinom liniar de interpolare, se obține :

$$A^e = [N_i^e(x, y),\ N_j^e(x, y),\ N_k^e(x, y)] \begin{Bmatrix} A_i^e \\ A_j^e \\ A_k^e \end{Bmatrix} =$$

$$= [N]^e \{A\}^e = \sum_i^k N_i^e A_i^e, \qquad (4)$$

unde sumarea $\sum_i^k$ se efectuează pentru vîrfurile indexate local cu i, j, k ale triunghiului elemental e, avînd coordonatele carteziene (x_i^e, y_i^e), (x_j^e, y_j^e), (x_k^e, y_k^e) și unde :

$$N_i^e(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e}\,(a_i^e + b_i^e x + c_i^e y), \quad i = i, j, k, \qquad (5)$$

$$\text{cu } \Delta^e = \frac{1}{2}\begin{vmatrix} 1 & x_i^e & y_i^e \\ 1 & x_j^e & y_j^e \\ 1 & x_k^e & y_k^e \end{vmatrix} = \text{aria triunghiului } e$$

cu vîrfurile i, j, k, $a_i^e = x_j^e y_k^e - x_k^e y_j^e$; $b_i^e = y_j^e - y_k^e$; $c_i^e = x_k^e - x_j^e$ și analoagele pentru j și k, obținute prin permutarea ciclică a indicilor i, j, k. Conform MEF, prin aproximarea (4) a lui A^e, funcționala energetică globală (3) devine o funcție $\widetilde{F}$ de valorile nodale A_i ($i = \overline{1,342}$) ale potențialului magnetic vector în nodurile triangulației, iar extremizarea ei conduce la sistemul algebric (neliniar) global :

$$\frac{\partial \widetilde{F}}{\partial A_i} = \sum_e^{m_i} \frac{\partial \widetilde{F}^e}{\partial A_i^e} =$$

$$= \sum_e^{m_i} \frac{\partial}{\partial A_i^e} \left\{ \int_{\mathcal{D}^e} \left[\nu_{xx}^e(B_x^e) \int_0^{B_x^e} B_x^e\, \mathrm{d}B_x^e + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \nu_{yy}^e(B_y^e) \int_0^{B_y^e} B_y^e\, \mathrm{d}B_y^e - J^e A^e \right] \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y \right\} =$$

$$= \sum_e^{m_i} \frac{\partial}{\partial A_i^e} \left\{ \int_{\mathcal{D}^e} \left[\frac{1}{2} \nu_{xx}^e(B_x^e)\,(B_x^e)^2 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{2} \nu_{yy}^e(B_y^e)\,(B_y^e)^2 - J^e A^e \right] \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y \right\} =$$

$$= A_i \sum_e^{m_i} \frac{1}{4\Delta^e} [\nu_{xx}^e(B_x^e)\, c_i^e c_i^e + \nu_{yy}^e(B_y^e)\, b_i^e b_i^e] +$$

$$+ \sum_e^{m_i} \left\{ \frac{A_j^e}{4\Delta^e} [\nu_{xx}^e(B_x^e)\, c_i^e c_j^e + \nu_{yy}^e(B_y^e)\, b_i^e b_j^e] + \right.$$

$$\left. + \frac{A_k^e}{4\Delta^e} [\nu_{xx}^e(B_x^e)\, c_i^e c_k^e + \nu_{yy}^e(B_y^e)\, b_i^e b_k^e] \right\} -$$

$$- \frac{1}{3} \sum_e^{m_i} J^e \Delta^e = 0, \quad i = \overline{1,342}, \qquad (6)$$

unde $\widetilde{F}^e$ reprezintă aproximanta funcționalei energetice elementale, adică o funcție de valorile nodale $A_i^e (i = i, j, k)$, unde s-a ținut seama că :

$$B_x^e = \frac{\partial A^e}{\partial y} = \frac{1}{2\Delta^e} \sum_i^k c_i^e A_i^e,$$

$$B_y^e = -\frac{\partial A^e}{\partial x} = -\frac{1}{2\Delta^e} \sum_i^k b_i^e A_i^e \qquad (7)$$

și, prin urmare, $\nu_{xx}^e(B_x^e) = \text{const.}$ și $\nu_{yy}^e(B_y^e) = \text{const.}$ și unde numerotările, globală ($i = \overline{1,342}$) și locală (i, j, k), se corespund relativ la nodul curent i ($A_i = A_i^e$), adică nodul triangulației indexat global cu i constituie, totodată, vîrful cu indexarea locală i în fiecare din cele m_i (< 633) triunghiuri elementale interconectate în acest vîrf.

Rezolvarea numerică a sistemului (6) constituie obiectul celei de a doua secvenţe de program a modulului de calcul, care furnizează, conform MEF, valorile nodale $A_i (i = \overline{1,342})$ ale soluţiei aproximative de potenţial magnetic vector. Pentru aceasta, s-a utilizat următorul algoritm.

Fie $A_i^{(k)} (i = \overline{1,342})$ valorile nodale ale potenţialului magnetic vector la iteraţia curentă k. Corespunzător lui $A_i^{(k)} (i = \overline{1,342})$, în baza relaţiilor (7), se calculează valorile elementale ale modulului inducţiei magnetice $B^{e(k)}$ pentru triunghiurile situate în subdomeniile feromagnetice de cîmp. În funcţie de valorile $B^{e(k)}$, din caracteristica neliniară a reluctivităţii, dată sub formă tabelară (tabelul 1) se determină prin interpolare liniară pe porţiuni [1], $\nu^e(B^{e(k)}) = \nu_c^{e(k)}$ (s-a considerat: $\nu_{xx}^e(B_x^e) = \nu_{yy}^e(B_y^e) = \nu^e(B^e)$, în triunghiurile zonelor feromagnetice statorice şi rotorice. Se adoptă pentru ν^e la iteraţia k, valorile subrelaxate:

$$\nu^{e(k)} = \nu^{e(k-1)} + \omega_\nu (\nu_c^{e(k)} - \nu^{e(k-1)}), \quad (8)$$

unde ω_ν reprezintă un factor de decelerare, fixat prin încercări la valoarea 0, 1, iar $\nu^{e(k-1)}$, reluctivitatea elementelor finite feromagnetice la iteraţia $k-1$. Pentru valorile actualizate $\nu^{e(k)}$ se rezolvă, prin metoda de eliminare a lui Gauss [1] sistemul extremizant global (6) la iteraţia k. Soluţia sistemului reprezintă valorile de calcul $A_{i,c}^{(k+1)}$ $(i = \overline{1,342})$. Pentru iteraţia următoare se adoptă valorile suprarelaxate:

$$A_i^{(k+1)} = A_i^{(k)} + \omega_A (A_{i,c}^{(k+1)} - A_i^{(k)}), \; i = \overline{1,342}, \quad (9)$$

unde ω_A reprezintă un parametru de accelerare, fixat prin încercări la valoarea 1,3. Pentru iteraţia iniţială, s-a adoptat $A_i^{(0)} = 0 (i = \overline{1,342})$, iar în triunghiurile din subdomeniile feromagnetice pentru $\nu^{e(0)}$ s-a luat o valoarea constantă, corespunzătoare porţiunii medii a caracteristicii neliniare $\nu = \nu(B)$ (tabelul 1). Procesul de calcul s-a oprit după 84 de iteraţii, convergenţa obţinută fiind considerată satisfăcătoare.

Tabelul 1

Nr. crt.	$H\left[\frac{A}{m}\right]$	$B\ [T]$	$\nu\left[\frac{m}{H}\right]$
1	0,35	0,3	1,16
2	0,5	0,4	1,25
3	0,65	0,5	1,3
4	0,8	0,6	1,33
5	1	0,7	1,42
6	1,2	0,8	1,5
7	1,4	0,9	1,55
8	1,6	1	1,6
9	2	1,2	1,66
10	2,1	1,225	1,71
11	2,25	1,25	1,8
12	2,53	1,3	1,9
13	3,7	1,4	2,64
14	6,66	1,5	4,44
15	8,5	1,525	5,57
16	22	1,6	13,75
17	37	1,65	22,42
18	55,4	1,7	32,58
19	74	1,75	42,28
20	101	1,8	56,11
21	155	1,9	81,57
22	250	2	125
23	300	2,05	146,34
24	345	2,1	164,28

3. Rezultate numerice şi concluzii

Ca rezultate tipice ale analizei numerice a cîmpului magnetic din maşina de inducţie în regim permanent de funcţionare, cu rotor pseudostaţionar şi alunecare constantă ($s = 1$), s-au reprezentat în figurile 3 şi 4 spectrul cîmpului în sfertul de secţiune transversală a maşinii studiate, respectiv forma de variaţie a inducţiei magnetice în întrefierul corespunzător.

Trasarea automată a liniilor de cîmp magnetic s-a obţinut prin reuniunea segmentelor de dreaptă ce leagă puncte echipotenţiale ($A = \text{const}$), situate pe laturile triunghiurilor de discretizare.

Figura 3 evidenţiază deformarea semnificativă a cîmpului magnetic util din maşină, în regim de scurtcircuit ($s = 1$), datorită reacţiei indusului, avînd drept consecinţă solicitarea magnetică neuniformă a diferitelor porţiuni de circuit magnetic. Sînt relevate, de asemenea, liniile de cîmp magnetic de dispersie a capetelor de dinţi şi a crestăturilor, corespunzător distribuţiei de solenaţii în regim staţionar de scurtcircuit şi poziţiei reciproce a armăturilor.

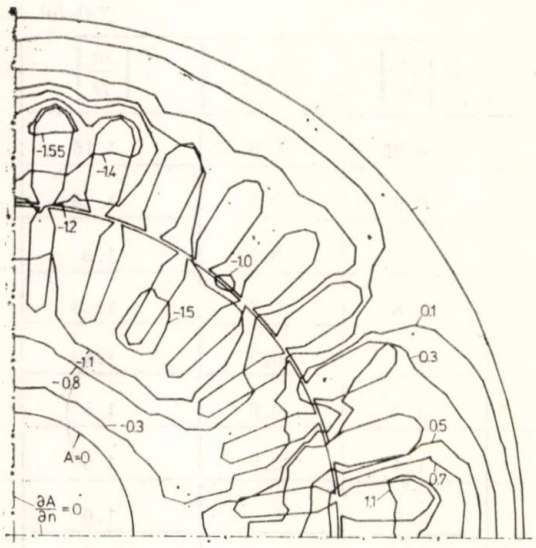


Fig. 3. Distribuţia liniilor de cîmp magnetic (linii de A = const., în Wb·m^{-1}·10^{-2}) în secţiunea transversală a maşinii în regim de rotor blocat ($s=1$; $t=5\pi/6\omega$; $\beta_R=7{,}1°$).

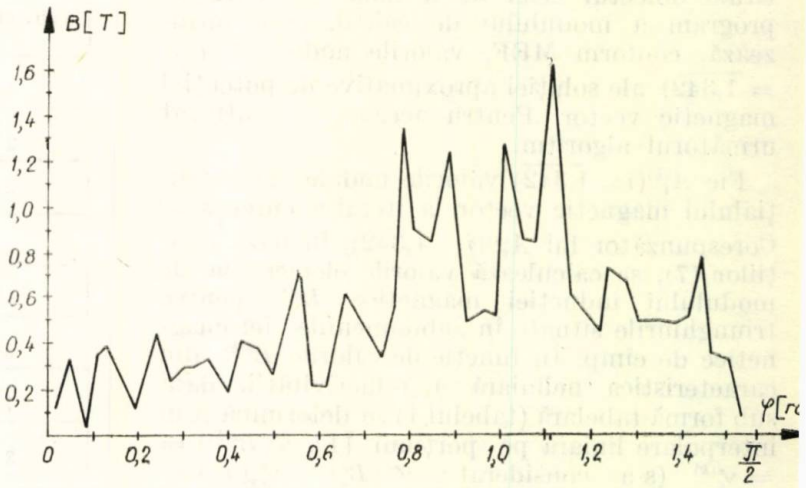


Fig. 4. Forma de variaţie a inducţiei magnetice în întrefierul maşinii în regim de rotor blocat ($s = 1$; $t=5\pi/6\omega$; $\beta_R = 7{,}1°$).

La rîndul ei, figura 4 evidenţiază relativ la inducţia magnetică în întrefierul maşinii studiate, valori considerabile pentru regimul de scurtcircuit analizat, respectiv o formă de variaţie cu un conţinut bogat de armonici spaţiale.

În concluzie, modelul neliniar de cîmp magnetic staţionar al maşinii de inducţie, rezolvat numeric prin MEF, cu condiţiile pe frontieră şi de surse furnizate de un model perfecţionat de circuit în regim permanent al maşinii, permite calculul eletromagnetic riguros şi evaluarea precisă a performanţelor maşinii funcţionînd la alunecare constantă (în ipoteza rotorului pseudostaţionar). Prin extindere, considerarea în modelul de cîmp a regimului cvasistaţionar în medii mobile şi în modelul asociat de circuit al regimului tranzitoriu va permite modelarea numerică completă a maşinii de inducţie, ca etapă primordială în proiectarea ei asistată de calculator.

Bibliografie

[1] *Mîndru, Gh., Rădulescu, M. M.* Analiza numerică a cîmpului electromagnetic, **Vol. I**, Institutul politehnic Cluj-Napoca, 1983.

[2] *Soran, I. F.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, 1979.

[3] *Ito, M.* ş.a. Analytical model for magnetic field analysis of induction motor performance. În : IEEE Trans. Power App. Syst., vol. **PAS—100**, nr. 11, 1981, p. 4582—4590.

[4] *Williamson, S., Ralph, J. W.* Finite-element analysis of an induction motor fed from a constant-voltage source. În : IEE Proc. B, Electr. Power Appl., vol. **130**, nr. 1, 1983, p. 18—24.

[5] *Covrig, M.* Teză de doctorat, Institutul politehnic Bucureşti, 1983.

[6] *Viorel, I. A.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, 1978.

[7] *Viorel, I. A.* ş.a. Metodă de calcul iterativă pentru determinarea saturaţiei şi a pierderilor în fier la maşina de inducţie, Culegere de referate. COMEP'83 „Progrese în construcţia motoarelor electrice pînă la 10 kW", I.M.E. Piteşti, 1983, p. 180—187.

CZ 621.3 :621.3.013

ELECTROMAGNEŢI
CÎMP MAGNETIC

Probleme specifice la calculul electromagneţilor elevatori

EMA CONSTANTIN, GHEORGHE CONSTANTIN, IOAN VETREŞ, DUMITRU RADU*— TIMIŞOARA

Introducere

Electromagneţii elevatori utilizaţi pentru ridicarea şi transportul unor materiale feromagnetice prezintă anumite particularităţi, rezultate din condiţiile specifice de exploatare, cum sînt : forma şi dimensiunile materialelor, greutatea relativ mare a lor, siguranţa mare în exploatare, condiţii de temperatură deosebite şi altele. Forţele pe care trebuie să le dezvolte electromagneţii de ridicat sînt, în consecinţă, foarte mari, ceea ce conduce la dimensiuni geometrice considerabile şi o putere consumată relativ mare. Pentru a putea realiza o construcţie economică trebuie neapărat analizate posibilităţile de optimizare, astfel încît forţa portantă cerută să se obţină la o putere consumată cît mai mică, fără o mărire exagerată a greutăţii, adică coeficienţii caracteristici, forţa raportată la putere F/P şi forţa raportată la greutatea proprie F/G, să rezulte cît mai mari. Forţa portantă trebuie asigurată la un întrefier relativ mare, la care fluxurile de dispersie şi de evazare nu sînt neglijabile. Prin forma constructivă a electromagneţilor elevatori, dreptunghiulară, cu secţiune transversală în manta, sau cilindrică, fluxurile de evazare rezultă diferite pentru polul interior, respectiv cel exterior, şi, în consecinţă, la aceeaşi secţiune a polilor, inducţiile magnetice, respectiv forţele, rezultă diferite sub cei doi poli.

Mărimile iniţiale care se impun în general la proiectarea unui electromagnet elevator sînt forţa portantă şi o dimensiune geometrică determinantă, la construcţia cilindrică diametrul exterior, iar la cea dreptunghiulară lungimea [1, 2, 3]. Forţa pentru care se dimensionează electromagnetul, denumită de desprindere sau de smulgere, se determină admiţînd un coeficient de siguranţă.

Această forţă trebuie asigurată la un anumit întrefier, admis de majoritatea firmelor constructoare egal cu $d/300$, în care d este fie diametrul exterior, fie lăţimea [4]. Unele firme indică forţa de smulgere şi pentru întrefierul $d/100$, respectiv egal cu zero. Sarcina electromagnetului este considerată un bloc feromagnetic masiv, cu suprafaţa mai mare decît cea a electromagnetului şi grosimea cel puţin egală cu un sfert din diametrul polului central sau jumătate din lăţimea acestuia, dacă este dreptunghiular.

* Inst. politehnic „Traian Vuia" — Timişoara, catedra Bazele electrotehnicii.

1. Optimizarea dimensiunilor geometrice la un electromagnet dreptunghiular

Pentru o forţă portantă şi o lungime impuse se pune problema determinării dimensiunilor secţiunii transversale şi anume lăţimea polilor exteriori a_e, lăţimea polului interior $2a_i$, grosimea jugului a_j şi dimensiunile ferestrei b şi h (fig. 1). Suprafeţele polilor se determină din expresia forţei ce acţionează asupra sarcinii :

$$F = \frac{1}{2\mu_0} B_0^2 S, \qquad (1)$$

în care, pentru calculele preliminare, se admite cîmpul magnetic uniform şi cu aceeaşi valoare atît în întrefierul de sub polul interior, cît şi în cel exterior. Valoarea inducţiei poate fi admisă orientativ funcţie de constanta electromagnetului, definită în forma $C = \sqrt{F}/\delta$ [1] sau se alege astfel încît la valorile maxime ale inducţiei din miezul de fier acesta să nu se satureze. Inducţia magnetică din fier se calculează admiţînd pentru început un coeficient de dispersie global cu valori cuprinse între $\sigma = 1{,}2-1{,}4$, astfel că $B_{Fe} = \sigma B_0$. Deoarece valoarea maximă a fluxului care se închide prin jug este aceeaşi şi prin partea superioară a polilor, chiar dacă dispersiile sînt diferite pentru poli, este avantajos să se realizeze polii cu aceeaşi secţiune, adică $2S_e = S_i$, respectiv

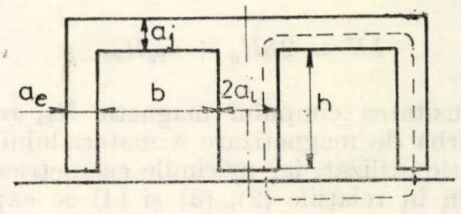


Fig. 1. Secţiunea transversală a miezului feromagnetic.

$a_i = a_e$. Grosimea jugului trebuie să fie cel puţin egală cu a_e pentru a evita saturarea, dar poate fi aleasă, din considerente de rezistenţă mecanică şi de reducere a căderilor magnetice, mai mare.

Problema principală constă în alegerea dimensiunilor ferestrei b şi h care determină apoi

şi dimensiunile de gabarit ale secţiunii transversale. Considerentul esenţial la stabilirea acestor dimensiuni este asigurarea spaţiului pentru realizarea solenaţiei necesare producerii inducţiei magnetice B_0 din întrefier, cu un consum minim de putere, fără a depăşi însă încălzirea admisă pentru bobină. Condiţiile de răcire sînt mai bune la un electromagnet mai înalt, dar, concomitent cu aceasta, creşte căderea magnetică pe fier, inclusiv datorită dispersiei mai mari, crescînd în consecinţă şi puterea absorbită. Condiţiile de răcire a bobinei sînt relativ uniforme, ea fiind izolată faţă de miezul feromagnetic cu o răşină pe toată suprafaţa laterală. Suprafaţa pe care se cedează căldură mediului ambiant este cea exterioară a miezului. Pentru a afla dimensiunile optime ale secţiunii transversale se admite că suprafaţa exterioară a miezului are, în regimul de funcţionare de durată, în toate punctele, aceeaşi temperatură, ipoteză justificată, în principal, prin conductivitatea termică mare a fierului. Înseamnă că puterea cedată, prin convecţie şi radiaţie, mediului exterior poate fi exprimată în forma [5]:

$$P_e = \alpha S_{ext}\, \Delta\theta_e, \qquad (2)$$

în care α este transmisivitatea termică rezultantă, $\Delta\theta_e$ supratemperatura miezului faţă de mediul ambiant, iar S_{ext} suprafaţa exterioară a miezului prin care se cedează căldura.

Puterea cedată este egală cu cea dezvoltată prin efect Joule în bobină, care poate fi exprimată în forma:

$$P = RI^2 = (IN)^2 \rho(\theta_{med}) \frac{l_{med}}{k_u\, b h}, \qquad (3)$$

unde IN este solenaţia necesară realizării inducţiei B_0 din întrefier, l_{med} lungimea spirei medii, $\rho(\theta_{med})$ rezistivitatea la valoarea temperaturii medii din bobină, iar k_u factorul de umplere. Solenaţia poate fi exprimată funcţie de căderile magnetice în forma:

$$IN = 2\delta H_0 + l_{Fe} H_{Fe}. \qquad (4)$$

Intensitatea cîmpului magnetic H_{Fe} rezultă din curba de magnetizare a materialului feromagnetic utilizat, iar mărimile geometrice care intervin în relaţiile (2), (3) şi (4) se exprimă funcţie de necunoscutele b şi h. Pentru $a_i = a_e = a_j = a$ se obţine, cu notaţiile din figura 1, următoarele expresii:

$$\begin{aligned} l_{Fe} &= 2(h + b + 2a), \\ l_{med} &= 2(l + 2a) + \pi b, \\ S_{ext} &= 2l(h + 2b + 5a) + 2(h + a)(2b + 4a). \end{aligned} \qquad (5)$$

Prin egalarea celor două puteri, cea dezvoltată (3) şi cea cedată (2) se obţine ecuaţia:

$$(2\delta H_0 + l_{Fe} H_{Fe})^2\, \rho(\theta_{med}) \frac{l_{med}}{k_u\, b\, h} = \alpha S_{ext}\, \Delta\theta_e, \qquad (6)$$

din care rezultă dimensiunile posibile ale ferestrei, deci curba $b = f(h)$. Cu diferitele valori obţinute pentru b şi h se calculează cu (3) puterea necesară realizării forţei. Valorile optime pentru dimensiunile ferestrei vor fi cele la care această putere este minimă.

Avînd dimensiunile geometrice stabilite se verifică dacă la inducţia magnetică B_0 admisă şi întrefierul dat, forţa este maximă. Se consideră în acest scop schema simplificată, pentru o jumătate a electromagnetului, reprezentată în figura 2 a. Valoarea reluctanţei de dispersie rezultă funcţie de coeficientul de dispersie admis:

$$\frac{R_{mo}}{R_{md}} = \frac{\Phi_d}{\Phi_0} = \sigma - 1. \qquad (7)$$

Pentru simplificare s-a inclus în Rm_{Fe} şi reluctanţa sarcinii, care este relativ mică deoarece este considerată un bloc feromagnetic masiv. Prin transfigurarea laturilor Rm_{Fe} şi R_{md} în paralel se obţine schema mai simplă redată în figura 2 b. Solenaţia şi caracteristica magnetică echivalentă rezultă grafic prin adunarea fluxurilor la aceeaşi tensiune magnetică de pe curba $U_m = -\theta + \Phi\, Rm_{Fe}$ şi dreapta $U_m = \Phi_d\, R_{md}$.

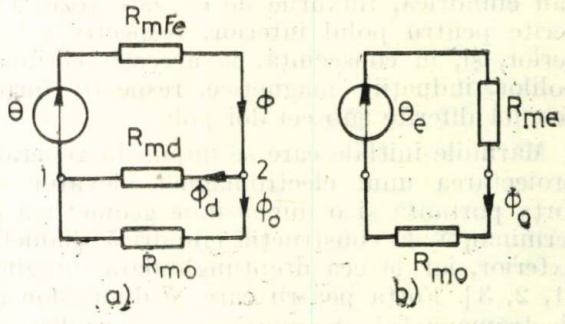


Fig. 2. Scheme simplificate ale electromagnetului.

Construcţia grafică este reprezentată în figura 5. Pe caracteristica echivalentă obţinută se verifică punctul optim de funcţionare respectiv dacă la $\Phi_0 = B_0 S_e$, permeanţa dinamică rezultă egală sau apropiată de permeanţa întrefierului, adică tg $\alpha \cong$ tg α_0. Dacă punctul de funcţionare diferă mult de cel optim trebuie modificată valoarea iniţială aleasă pentru B_0 şi refăcut calculul. Din caracteristicile reprezentate rezultă că la stabilirea punctului optim de funcţionare trebuie să se ţină seama de dispersie, care influenţează considerabil permeanţa dinamică. Deoarece întrefierul este re-

lativ mare punctul optim se obține la inducții nu prea mari ceea ce înseamnă că circuitul magnetic trebuie astfel realizat încît căderea magnetică pe reluctanța echivalentă R_{me} să fie mai mică decît pe R_{m0} corespunzătoare întrefierului.

2. Cîmpul magnetic la electromagnetului dreptunghiular

Ipoteza admisă, în calculele de optimizare a dimensiunilor secțiunii transversale, referitoare la valoarea identică a inducțiilor magnetice din întrefierul de sub polii electromagnetului a fost utilă în efectuarea calculelor globale, dar în realitate cîmpul magnetic este diferit sub cei doi poli. Spectrul cîmpului magnetic este reprezentat calitativ în figura 3. Majoritatea liniilor de cîmp se închid prin întrefierul de lucru, dar există pe lîngă liniile de cîmp de dispersie, care se închid între coloane, și linii care se închid prin sarcina de ridicat, ce trec în exteriorul întrefierului principal formînd așa-numitul cîmp de evazare. Fluxul maxim prin jugul electromagnetului Φ_{max} poate fi scris astfel ca suma dintre fluxul principal dintr-un pol Φ_p, cel de margine Φ_m, cel de evazare Φ_e și fluxul de dispersie Φ_d (fig. 3):

$$\Phi_{max} = \Phi_p + \Phi_m + \Phi_e + \Phi_d. \qquad (8)$$

Acest flux este practic egal și cu cel care se închide prin partea de sus a ambelor coloane ale miezului. Pentru o solicitare identică a coloanelor, adică aceeași valoare a inducțiilor

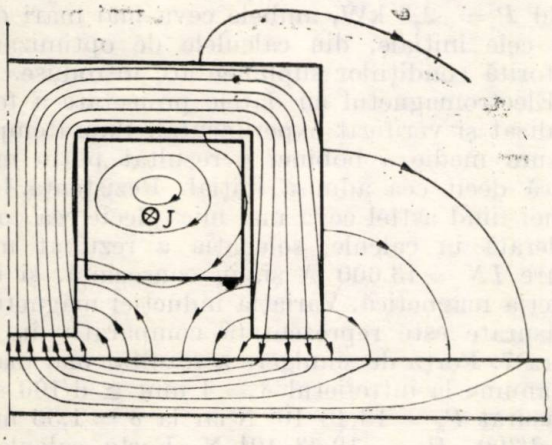


Fig. 3. Reprezentarea calitativă a liniilor de cîmp magnetic.

$B_{e\,max} = B_{i\,max}$, rezultă, după cum s-a mai arătat, condiția de egalitate a secțiunilor polilor. În această situație inducțiile din cele două întrefieruri vor fi însă diferite și anume $B_{0i} > B_{0e}$, deoarece fluxurile de evazare sînt diferite la cele două coloane și anume fluxul de evazare la polul exterior poate fi sensibil mai mare decît la cel interior.

Forța care acționează asupra sarcinii rezultă prin integrarea forței specifice:

$$F = \frac{1}{2}\int_S \frac{B_c^2}{\mu_0}\,dS. \qquad (9)$$

Inducția magnetică în afara întrefierului principal, adică a liniilor de cîmp de evazare este relativ mică, astfel că practic este suficient să se calculeze integrala (9) doar pe secțiunea întrefierului principal, eventual mărită datorită cîmpului marginal. Se obține:

$$F = \frac{1}{2}\int_{Si} \frac{B_{0i}^2}{\mu_0}\,dS + \frac{1}{2}\int_{Se} \frac{B_{0e}^2}{\mu_0}\,dS = F_i + F_e, \qquad (10)$$

de unde rezultă, la aceeași secțiune a polilor, $F_i > F_e$. La dimensiunile uzuale ale electromagneților elevatori inducțiile magnetice pot fi mult diferite sub poli, fapt ce apare și mai accentuat în valorile diferite ale forțelor.

Din cele prezentate rezultă necesitatea cunoașterii cu bună aproximație a spectrului cîmpului, care să permită calculul inducțiilor din întrefier respectiv a forțelor. În calculele practice se pot folosi, pentru evaluarea diferitelor fluxuri, unele metode de aproximare. Astfel se pot determina permeanțele cîmpurilor de evazare cu metoda de aproximare a liniilor de cîmp prin arce de cerc și segmente de dreaptă, sau cu metoda grafică. Frecvent, se recomandă în literatură [6] metoda similitudinii în care se folosesc expresii și curbe determinate experimental. Cîmpul de dispersie poate fi calculat, cu unele ipoteze simplificatoare, analitic, sau de asemenea cu relații aproximative. Rezultate mai exacte se pot obține prin integrarea numerică a ecuațiilor cîmpului magnetic. Cu metoda diferențelor finite se determină valorile inducției magnetice în nodurile unei rețele de discretizare și prin integrarea numerică a relației (9) rezultă forța dezvoltată de electromagnet. Pentru evitarea unui volum excesiv de mare de calcule trebuie admise și în acest caz unele ipoteze simplificatoare, cum ar fi repartiție uniformă a solenației pe secțiunea bobinei, cîmpul plan-paralel, mediul liniar, adică permeabilitatea constantă într-un punct, dar cu valori diferite de la un punct la altul. Cu toate că metodele menționate se bazează pe unele ipoteze simplificatoare, se obțin în final rezultate satisfăcătoare, utile în tehnică.

3. Exemplu numeric. Verificări experimentale

Pe baza metodei de optimizare prezentată a fost dimensionat un electromagnet pentru forța de smulgere de $12 \cdot 10^4$ N avînd lungimea de 2,1 m. Regimul de funcționare impus este intermitent cu durata unui ciclu de 10 minute

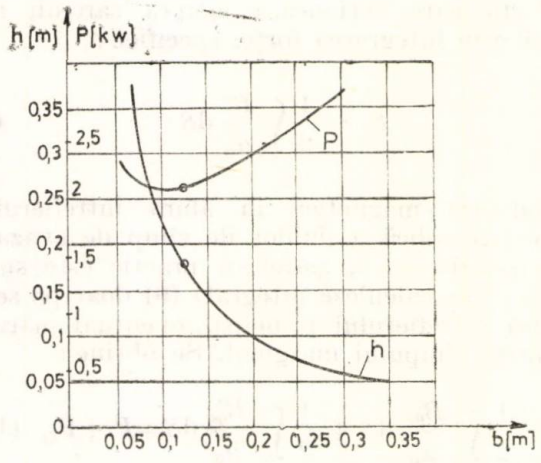


Fig. 4. Dependența înălțimii ferestrei h și a puterii consumate de lățimea ferestrei b.

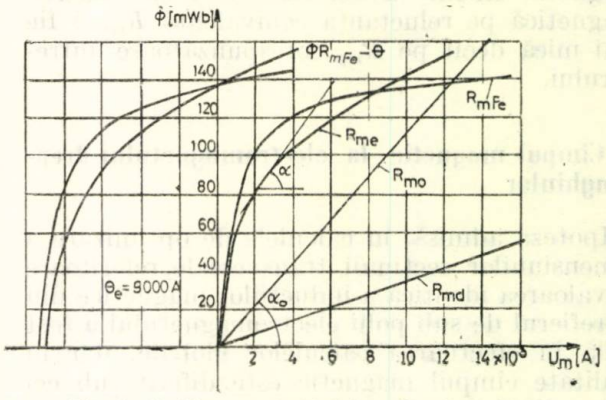


Fig. 5. Verificarea punctului optim de funcționare.

și durata relativă de conectare 50%. Întrefierul la care trebuie asigurată forța este $\delta = 4$ mm.

Întrefierul fiind relativ mare s-a ales pentru calculele preliminare inducția magnetică $B_0 = 1$T, aceeași sub ambii poli. Din expresia simplificată a forței, pentru B_0 uniform a rezultat secțiunea polilor, respectiv lățimea $a_i = a_e = 35$ mm. Grosimea jugului s-a ales egală cu cea a polilor $a_j = a_e$. Pentru a determina dimensiunile ferestrei din ecuația (6) s-au considerat următoarele valori pentru mărimile care mai intervin: supratemperatura miezului $\Delta\theta_e = 35°C$; transmisivitatea termică $\alpha = 12$ W/°C m²; factorul de umplere $k_u = 0{,}35$, rezistivitatea aluminiului $\rho(\theta_{med}) = \frac{1}{26{,}2} 10^{-6}\,\Omega$m, inducția magnetică în fier $B_{Fe} = 1{,}4$ T, intensitatea cîmpului magnetic din curba de magnetizare pentru OL37 din care se confecționează miezul, $H_{Fe} = 3\,000$ A/m. Înlocuind mărimile geometrice cu expresiile date în (5) a rezultat ecuația:

$$[7{,}42 + 6(h + b)]^2\,(4{,}34 + \pi b) =$$

$$= 7\,545\,bh\,[4{,}2\,(h + 2b) + 0{,}735],$$

pe baza căreia s-a obținut dependența $h = f(b)$, reprezentată grafic în figura 4. Cu aceste valori s-a determinat variația puterii consumate funcție de dimensiunile ferestrei. Curba $P = f(b)$ este redată de asemenea în figura 4. Pe baza graficelor obținute s-au stabilit dimensiunile ferestrei, ținînd seama și de faptul că electromagnetul este relativ lung, și anume $h = 175$ mm; $b = 125$ mm.

Pentru verificarea punctului de funcționare s-a calculat caracteristica magnetică echivalentă, pe baza celor prezentate în paragraful 1. Curbele sînt reprezentate în figura 5 din care s-a calculat, în punctul de funcționare, permeanța dinamică echivalentă a miezului $\Lambda_{de} = 1{,}35 \cdot 10^{-5}$ Wb/A, puțin diferită de permeanța întrefierului $\Lambda_0 = 1{,}15 \cdot 10^{-5}$ Wb/A. S-a apreciat că punctul de funcționare este corespunzător.

Cîmpul magnetic al electromagnetului cu dimensiunile stabilite a fost calculat numeric, în ipotezele precizate în paragraful 3. Spectrul cîmpului este reprezentat în figura 6, unde s-a notat pe liniile de cîmp valoarea potențialului vector A. Variația inducției magnetice pe suprafața sarcinii este reprezentată în figura 7.

Pe baza datelor precizate a fost proiectat electromagnetul, considerîndu-se fluxurile de evazare diferite, cele de dispersie, întrefierurile tehnologice care apar la realizarea miezului și banda de aluminiu respectiv izolația disponibilă. Solenația necesară în stare caldă a rezultat IN = 12.270 A, puterea consumată la cald $P = 2{,}5$ kW, ambele ceva mai mari decît cele inițiale, din calculele de optimizare, datorită condițiilor suplimentare introduse.

Electromagnetul cu datele proiectate a fost realizat și verificat experimental. Supratemperatura medie a bobinei a rezultat puțin mai mică decît cea admisă inițial. Rezistența bobinei fiind astfel ceva mai mică decît cea considerată în calcule, solenația a rezultat mai mare $IN = 13\,600$ A și, în consecință, și inducția magnetică. Variația inducției magnetice măsurate este reprezentată comparativ în figura 7. Forța de smulgere a rezultat mai mare și anume la întrefierul $\delta = 4$ mm $\cong d/100$ s-a măsurat $F_S = 13{,}48 \cdot 10^4$ N iar la $\delta = 1{,}35$ mm $\cong d/300$, $F_S = 19{,}73 \cdot 10^4$ N. Forța calculată numeric pe baza inducțiilor determinate cu metoda diferențelor finite a rezultat de $13{,}2 \cdot 10^4$N apropiată de cea impusă. Se apreciază că rezultatele experimentale sînt în bună concordanță cu cele calculate, avînd în vedere caracterul aproximativ al unor ipoteze de calcul, cum ar fi de exemplu transmiterea căldurii din bobină spre exterior, aproximarea întrefierurilor tehnologice, sau calculul permeanțelor de dispersie, respectiv de evazare.

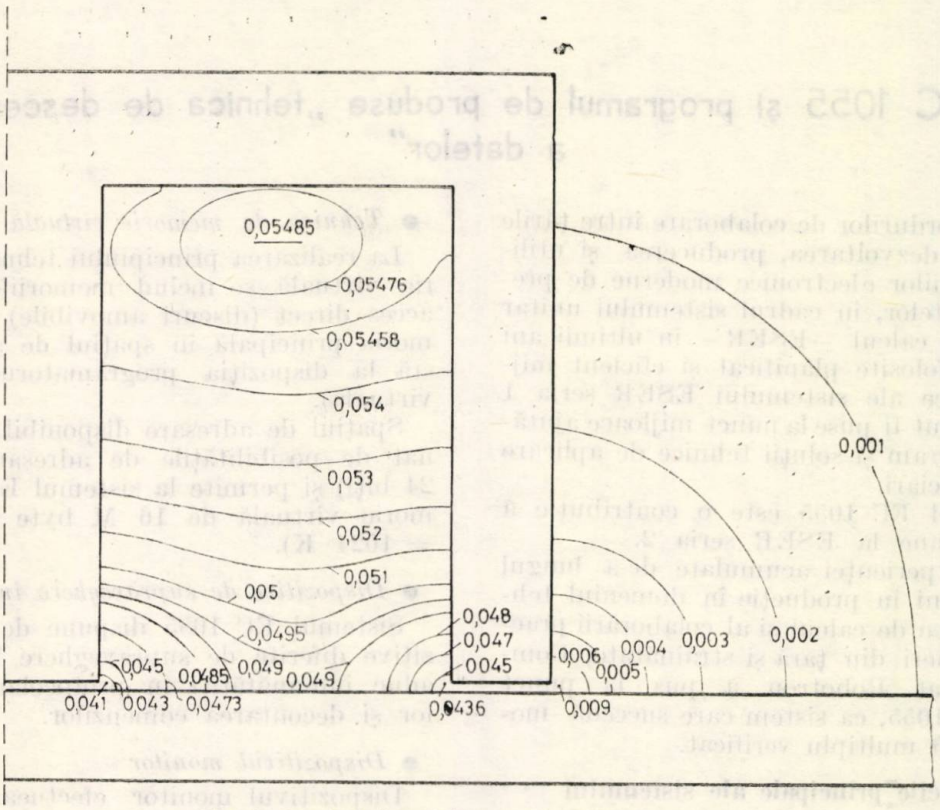


Fig. 6. Spectrul cîmpului magnetic calculat numeric.

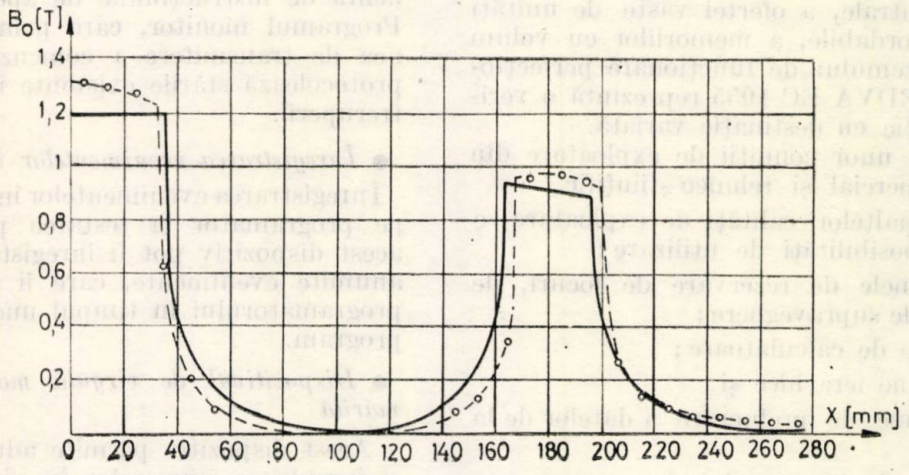


Fig. 7. Variația inducției magnetice în întrefier determinată numeric (linie continuă) și experimental (linie întreruptă).

4. Concluzii

Puterea consumată de un electromagnet elevator la aceeași forță de smulgere, depinde, în mare măsură de dimensiunile geometrice ale acestuia. Rezultă astfel necesitatea optimizării construcției, adică, în principal, alegerea dimensiunilor optime pentru fereastra electromagnetului. Deoarece cîmpurile magnetice de evazare ale polilor electromagnetului sînt diferite, trebuie să se țină seama în calcule de faptul că inducția magnetică sub polul exterior este considerabil mai mică decît sub cel interior și în consecință diferă mult și forțele specifice.

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.*, Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1980.
[2] *Suciu, I.* Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
[3] *Liubcik, M. A.* Electromagneți de curent continuu și curent alternativ, Editura tehnică, București, 1963.
[4] * * * VDE — 0580.
[5] *Suciu, I.* Bazele calculului solicitărilor termice ale aparatelor electrice, Editura tehnică, 1980.
[6] *Kallenbach, E.* Der Gleichstrommagnet, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1969.

NOTĂ

EDVA EC 1055 şi programul de produse „tehnica de descentralizare a datelor"

În baza acordurilor de colaborare între ţările socialiste, în dezvoltarea, producerea şi utilizarea instalaţiilor electronice moderne de prelucrare a datelor, în cadrul sistemului unitar al tehnicii de calcul —ESER— în ultimii ani au putut fi folosite planificat şi eficient mijloacele tehnice ale sistemului ESER seria 1 şi 2 şi au putut fi puse la punct mijloace ajutătoare de program şi soluţii tehnice de aplicare pentru beneficiari.

Noul model EC 1055 este o contribuţie a R. D. Germane la ESER seria 2.

Pe baza experienţei acumulate de-a lungul mai multor ani în producţie în domeniul tehnicii electronice de calcul şi al colaborării practice cu parteneri din ţară şi străinătate, Combinatul de stat Robotron a pus la punct modelul EC 1055, ca sistem care succedă modelul EC 1040 multiplu verificat.

1. Caracteristicile principale ale sistemului

Datorită vitezei mari de prelucrare internă a unităţii centrale, a ofertei vaste de unităţi periferice racordabile, a memoriilor cu volum mare şi a sistemului de funcţionare perfecţionat OS/ES, EDVA EC 1055 reprezintă o veritabilă instalaţie cu destinaţie variată.

Corespunde unor condiţii de exploatare din domeniul comercial şi tehnico-ştiinţific.

Pe baza înaltelor calităţi de exploatare se deschid noi posibilităţi de utilizare:

— în sistemele de rezervare de locuri, de informaţii şi de supraveghere;

— în reţele de calculatoare;

— în sisteme ierarhice şi

— în sisteme de prelucrare a datelor de la distanţă.

Unităţi noi de intrare şi ieşire permit, împreună cu canale de mare putere, transmiterea economică a datelor ca şi introducerea şi extragerea rapidă de date. Aceste calităţi corespund mai ales cerinţelor unei funcţionări interactive cu un număr crescînd de participanţi şi folosirii comune a stocului de date.

Utilizarea tehnicii de subansambluri tipizate integrate are ca rezultat creşterea modularităţii, o capacitate mai mare, reducerea spaţiului necesar şi a consumului de energie.

2. Unitatea centrală şi de deservire a sistemului electronic de prelucrare a datelor EC 1055

Modelul EC 1055 se distinge printr-o serie de noi funcţii caracteristice, ca:

- *Tehnica de memorie virtuală*

La realizarea principiului tehnicii de memorie virtuală se includ memoriile externe cu acces direct (discuri amovibile) pe lîngă memoria principală în spaţiul de adresare, care stă la dispoziţia programatorului (memorie virtuală).

Spaţiul de adresare disponibil este determinat de posibilităţile de adresare (adresă de 24 biţi) şi permite la sistemul EC 1055 o memorie virtuală de 16 M byte (M = mega = = 1024 K).

- *Dispozitive de supraveghere în timp*

Sistemul EC 1055 dispune de patru dispozitive diferite de supraveghere în timp, care aduc îmbunătăţiri în protocolarea problemelor şi decontarea comenzilor.

- *Dispozitivul monitor*

Dispozitivul monitor efectuează o întrerupere voită în prelucrarea programului, dependentă de instrucţiunile de apel monitor puse. Programul monitor, care primeşte instrucţiunea de transmitere a comenzii, analizează şi protocolează stările existente în momentul întreruperii.

- *Înregistrarea evenimentelor în program*

Înregistrarea evenimentelor în program îl ajută pe programator la testarea programelor. Cu acest dispozitiv pot fi înregistrate în program anumite evenimente, care îi sînt comunicate programatorului în timpul unei întreruperi de program.

- *Dispozitivul de virgulă mobilă cu precizie mărită*

Acest dispozitiv permite adunarea, scăderea şi înmulţirea numerelor în virgulă mobilă cu cifre pînă la 28 hexazecimale după virgulă.

- *Codul de verificare şi corectură a memoriei*

Memoria principală dispune de un cod de corectură a erorilor, care corectează automat toate erorile de 1 bit şi depistează toate erorile de 2 biţi, precum şi cele mai multe erori de mai mulţi biţi.

- *Sistem lărgit de întrerupere*

Prin introducerea unei noi clase de întreruperi (întreruperea de restartare), sistemul de întreruperi este lărgit la şase condiţii de întrerupere. Cu ajutorul întreruperii de restartare prin intervenţia operatorului sînt posibile întreruperi atît în stare de stop, cît şi în

stare de lucru, pentru a iniţia executarea unor programe stabilite.

2.1. *Unitatea centrală robotron* 2655 *EC*

Unitatea centrală formează miezul modelului EC 1055 şi cuprinde toate grupele de funcţii pentru decodificarea şi executarea instrucţiunilor, pentru comanda derulării programului, precum şi a dispozitivelor tehnice pentru mărirea eficienţei sistemului integral.

Tabelul 1

Parametrii unităţii centrale robotron EC 2655

Unitatea centrală de prelucrare

viteza de operaţii	450 000 operaţii/s (Gibson 3)
numărul instrucţiunilor	182
memorie de microprograme	
capacitatea	8 K instrucţiuni
durata unui ciclu	380 ns
timp de acces	140 ns
mărimea instrucţiunii	64 biţi
memoria principală	
mediul de memorie	1 K bit RAM-MOS elemente
nivele constructive 1 dulap	1024 K byte
2 dulapuri	2048 K byte
durata unui ciclu	1140 ns
dimensiune de apel	8 byte
protecţia memoriei	protecţia de citire şi scriere în domenii de 2K byte
Canale	
numărul total	max 5
canal multiplex în bloc	max 4
canal multiplex pe byte	max 2
unităţi de comandă a periphericului per canal	10
viteza de transmitere	
canal multiplex în bloc BLMPX 1	1,5 M byte/s (interfaţă de 1 byte) 3,0 M byte/s (interfaţă de 2 byte)
canal multiplex în bloc BLMPX 2,3,4,	1,5 M byte/s
canal multiplex pe byte BYMPX	pînă la 40 K byte/s în funcţionare multiplex 1,5 M byte/s în funcţionare cu impulsuri
numărul canalelor de scriere	128 256 pt. 2BYMPX şi 4 BLMPX

Unităţile funcţionale esenţiale ale unităţii centrale robotron EC 2655 sînt:
— unitatea centrală de prelucrare (ZVE);
— memoria principală (HS);
— sistemul de introducere/extragere.

Unitatea centrală de prelucrare

Unitatea centrală de prelucrare reprezintă miezul de comandă şi de prelucrare a unităţii centrale. În ea sînt executate instrucţiunile maşinii, respectiv iniţiată executarea acestora.

Desfăşurările funcţionale ale unităţii centrale de prelucrare sînt comandate după microprogram, respectiv după program. Prin măsuri structural-logice şi algoritmice au fost realizate acoperiri de înalt grad în desfăşurarea funcţională, obţinîndu-se o viteză de operaţii de 450 000 operaţii/s. Executarea instrucţiunilor se realizează după microprogram. Memoria de microprograme are o capacitate de 8 K microinstrucţiuni de cîte 64 biţi cu un timp de acces de 140 ns. Următoarele complexe sînt incluse în unitatea centrală de prelucrare:
— adaptorul de memorie principală;
— dispozitivul pentru translaţia dinamică a adresei;
— unitatea de pregătire a instrucţiunilor;
— unitatea de iniţializare a indicatorului;
— memoria locală;
— generatoare de timp;
— unitatea centrală de comandă;
— memoria de microprogramare;
— sistemul de detectare a erorilor;
— adaptorul unităţii de deservire;
— instalaţii de alimentare cu energie electrică;
— generatorul de tact.

Memoria principală

Memoria principală este executată ca memorie semiconductoare în tehnologia MOS.

Capacitatea integrală a fiecărui dulap de memorie principală este compusă din patru moduli de 256-K-byte. Un modul conţine 36 de conectoare în sistem duplex. Capacitatea fiecărui conector în sistem duplex este de $32 \times \times 2$ biţi în domeniul normal şi $1\ K \times 2$ biţi în domeniul suplimentar, rezultînd o dimensiune de apel a domeniului normal per modul de 36×2 biţi $= 8$ byte plus 8 biţi de verificare. Fiecare conector în sistem duplex este prevăzut cu 66 de elemente de memorie semiconductoare. Sînt folosite circuite de memorie MOS de tip U 253.

Sînt disponibile două nivele de memorie:
1 024 k byte,
2 048 k byte.

Structura tehnică a memoriei a fost aleasă în aşa fel încît să fie posibilă trecerea de la nivel constructiv mai redus la nivel mai mare prin echipări complementare.

Dispozitivul de protecţie a memoriei, care este în legătură cu memoria principală, acţionează împotriva operaţiilor de citire şi scriere neautorizată. Pentru protecţia conţinuturilor memoriei principale, înaintea fiecărui acces la memorie va fi efectuată o comparaţie între un cod de protecţie şi un cod de memorie propriu unui domeniu de memorie de 2 k byte.

Sistemul de intrare şi ieşire

A fost realizat un mod de funcţionare simultan între sistemul de intrare şi ieşire şi unitatea centrală de prelucrare prin utilizarea

unor canale relativ independente, care sînt în stare să comande transmiterea datelor între memoria principală și dispozitivele de introducere și extragere fără folosirea unității centrale de prelucrare.

Această caracteristică contribuie substanțial la eficiența unității centrale.

Între canalele integrate ale unității centrale se disting:

— canale multiplex pe byte și
— canale multiplex în bloc.

Canalul multiplex pe byte corespunde din punct de vedere al modului de funcționare canalelor multiplex cunoscute pînă acum.

Viteza maximă de transmitere a datelor este la funcționare multiplex de 40 k byte/s și la funcționare cu impulsuri 1,5 M byte/s. Cu dispozitivul multiplex în bloc, printr-un canal pot fi efectuate mai multe programe de canal de unități cu o înaltă rată de transmitere angrenate simultan. Spre deosebire de canalul multiplex pe byte, angrenarea nu are loc în bloc pe byte.

Viteza de transmitere a datelor ajunge la o valoare de 1,5 M byte/s, iar dacă se racordează o interfață de doi byte la canalul multiplex în loc 1, se obține o creștere la 3 M byte/s.

Echipamentul de bază al unității centrale se compune dintr-un canal multiplex pe byte și două canale multiplex în bloc; pot fi încorporate suplimentar ori un canal multiplex în bloc și un canal multiplex pe byte, ori două canale multiplex în bloc.

Dispozitivul de emulație

În unitatea centrală robotron 2655 există un dispozitiv special pentru emulația a DOS/ /ES. Acest emulator de DOS/ES permite cu ajutorul unui program de emulator derularea programelor de aplicare care au fost intocmite pentru DOS/ES, comandat fiind de OS/ES pe sistemul EC 1055.

Dispozitive suplimentare ale unității centrale robotron EC **2655**

— Adaptorul canal-canal (KKA)

Adaptorul canal-canal al EC 1055 servește la cuplarea unităților centrale la rețelele de legătură ale calculatorului. Ca piesă de legătură pentru transmiterea datelor, adaptorul canal-canal este racordat la canalul multiplex în bloc al unității centrale robotron EC 6255 și un canal al unei alte unități centrale. Rata maximă de transmitere a datelor este determinată de canalul mai lent.
Adaptorul canal-canal este un dispozitiv suplimentar, cu care pot fi echipate unitățile centrale robotron EC 2655 deja instalate.

— Modulul matriceal (MAMO)
Modulul matriceal servește ca procesor special la efectuarea rapidă a anumitor operații de calcul numeric cu cantități mari de date, ca de exemplu, operații matriceale și vectoriale.

Viteza de prelucrare depășește cu 10 pînă la 50 de ori pe cea a unui program normal.

Modulul matriceal va fi pus la dispoziție într-un al doilea nivel al unității centrale EC 2655 pentru utilizare. Din punct de vedere funcțional, modulul matriceal nu este un dispozitiv independent și trebuie privit ca o extindere a unității centrale de prelucrare.

2.2. *Unitatea de deservire robotron EC* **7069**

Unitatea de deservire este un dispozitiv independent din punct de vedere constructiv care servește la comunicarea atît între operator și sistemul de operare, cît și între personalul de întreținere și calculator. Ea conține toate mijloacele tehnice necesare pentru această comunicare pentru deservire și indicare, așa încît poate fi amplasată în cadrul SIF ESER independent de unitatea centrală robotron EC 2655.

Legătura cu unitatea centrală are loc prin interfața standard și specială.

La unitatea de deservire se utilizează următoarele unități de intrare și ieșire:

— ecranul pentru afișarea informațiilor, care sînt transmise de la și la unitatea centrală (capacitatea ecranului 24 de rînduri cu 80 de semne);
— tastatura pentru introducerea datelor, alegerea funcțiilor și comanda ecranului;
— taste speciale pentru comanda directă a funcțiilor unității centrale;
— indicarea pentru semnalizarea diferitelor stări ale unității centrale;
— imprimanta de serie pentru tipărirea datelor și pentru confecționarea copiilor ale informațiilor afișate pe ecran (viteza de imprimare maximum 45 de semne/s).

Pot fi alese de operator două moduri de funcționare a unității centrale, care se exclud una pe alta.

a — modul operațional la mașina de scris respectivă;
b — modul operațional ecran/imprimantă.

În modul operațional la mașina de scris, ecranul, tastatura și imprimanta lucrează sub o adresă a perifericului, și anume extragerea din sistem are loc simultan prin ecran și imprimantă.

În modul operațional ecran/imprimantă, unitatea de ecran și imprimanta lucrează cu adrese separate ale perifericului.

Pe lîngă înaltul confort de deservire și o mare claritate, unitatea de deservire robotron EC 7069 permite o mare viteză de comunicare.

Tabelul 2

Parametrii unității de deservire robotron EC 7069

racord de canale	canal multiplex pe byte
rata de transmitere a datelor	cca 16 K byte/s
codul de informație	DKOI
moduri de funcționare	mod operațional mașină de scris sau mod operațional ecran/imprimanta
Unitatea de afișaj cu ecran	
tip	unitatea cu ecran EC 705 9 A001
diagonala ecranului	40 cm
capacitatea de afișare	1900 semne
numărul rîndurilor	24 (cel de al 25-lea rînd pt. afișare internă de sistem)
semne per rînd	80
memorie-tampon	2×2 K byte de cîte 10 biți
Tastatura	
tip	EC 0101—107920—1
stoc de semne	26 litere mari latine 31 litere mari cirilice 10 cifre 25 semne speciale
sau	EC 0101—1—7920—4
tip	26 litere mari și 26 litere mici latine 10 cifre 25 semne speciale
Imprimata de serie	
tip	robotron 1154—0454
stoc de semne	92 semne (84 de semne reprezentabile)
lățimea rîndurilor	132 semne
viteza de imprimare	max. 45 semne/s
ghidajul hîrtiei	Leporello

3. Sistemul de funcționare OS/ES

Avîndu-se în vedere noile posibilități tehnice ale sistemului EDV EC 1055, sistemul de funcționare a fost lărgit modular. OS/ES sprijină proprietățile funcționale, ca memoria virtuală, funcționarea multiplex în bloc a canalelor, înregistrarea evenimentelor programului, dispozitivul monitor, perifericele noi și poate fi exploatat în modul de comandă de bază (BC) sau modul de comandă lărgit (ES). OS/ES se compune din programele de comandă și prelucrare, care sînt generate conform problemei respective și configurației instalației.

Se obține o adaptare la necesitățile beneficiarului prin alegerea a trei configurații de program de comandă în cadrul sistemului de funcționare OS/ES, care se deosebesc prin organizarea comenzii interne, implementarea funcțiilor și, în esență, prin concepția memoriei.

Cele trei configurații de program de comandă sînt:

— pentru un număr fix de probleme (MFT);
— pentru un număr variabil de probleme (MVT);
— pentru un spațiu de adresare virtual (SVS).

Programul de comandă pentru spațiul de adresare virtual lucrează cu o memorie virtuală avînd capacitatea pînă la 16 M byte. Prin exploatarea memoriei virtuale este posibilă, pînă la 64 pași de job, funcționarea în multiprogramare. Astfel se ridică substanțial gradul de multiprogramare și se ajunge la o mai bună exploatare a resurselor.

În cadrul administrării datelor sînt puse la dispoziție metode de acces pentru fișiere secvențiale, indexsecvențiale, random, segmentate, precum și o metodă de acces generalizată pentru fișiere pe memorie cu acces direct.

Metoda de acces direct generalizată prezintă o serie de avantaje, ca:

— debit mare de date;
— folosire simplă;
— protecția datelor;
— contabilitatea centralizată a fișierului;
— independență față de tipul perifericului.

Pentru realizarea unui mod de lucru modern cu sistemul de funcționare OS/ES, sînt sprijinite metodele de acces pentru fișierul de ecran, fișierul de microfilme și fișierele de prelucrare a datelor de la distanță.

Sînt implementați în sistemul de funcționare translatori de limbaj pentru limbajul Assembler orientat pe cod mașină și pentru limbajele de programare PL/1, FORTRAN, AIGOL, COBOL și RPG, orientate pe problemă.

4. Periferice ale sistemului de prelucrare electronică a datelor EC 1055

Sistemul de discuri magnetice

În timp ce memoria de discuri amovibile EC 5061 este folosită cu dispozitivul de comandă a memoriei cu volum mare, la prelucrarea datelor mai vechi, posibilitatea racordării memoriei de discuri amovibile EC 5067-02 înseamnă o ridicare substanțială a capacității sistemului EDV.

Memoria de discuri amovibile EC 5067-02 este un dispozitiv cu doi arbori și realizează prin capacitatea sa de 100 M byte/arbore un mare volum de memorie.

Prin intermediul modulului de comandă EC 5667, care comandă pînă la patru memorii, se obține racordarea la dispozitivul de comandă a memoriei cu volum mare EC 5567. La acest dispozitiv de comandă pot fi cuplați — potrivit execuției — pînă la 2 sau 4 moduli de comandă.

La patru moduli de comandă pot fi racordate astfel 16 memorii de discuri amovibile, ceea ce corespunde unei capacități totale de 3 200 M byte.

Prin dispozitivul de comandă a memoriei cu volum mare, care lucrează după principiul

comenzii de microprogram, se racordează sistemul de memorii la canalul multiplex în bloc al unității centrale robotron EC 2655.

Sistemul de afișaj cu ecran EC **7920**

Sistemul de afișaj cu ecran EC 7920 este configurabil într-o plajă foarte mare, coordonarea la sistemul local sau la sistemul teleracordat fiind un criteriu distinctiv esențial.

Sistemul local se compune dintr-o unitate de comandă de periferice pentru conexiune de apropiere EC 7922 și pînă la 32 de unități de afișaj cu ecran EC 7927 sau imprimante EC 7934 racordabile. În echipamentul de bază, unitatea de comandă de periferice are racorduri pentru patru unități. Cu adaptoare speciale se poate mări numărul de unități racordabile la maximum 32. Fiecare adaptor este prevăzut cu cîte 4 posibilități de racord.

Sistemul de afișaj cu ecran cu racord la distanță EC 7920 se compune din unitatea de comandă de periferice conectabilă de la distanță EC 7921 și pînă la 32 unități de afișaj cu ecran EC 7927 sau imprimante EC 7934 racordabile.

Sistemul teleconectat se racordează prin dispozitive de transmitere la distanță a datelor de un multiplexor pentru prelucrarea datelor. Se utilizează un procedeu sincron de transmitere a datelor (procedeu BSC). Unitatea de afișaj cu ecran EC 7927, produs în R.D.G., dispune de o capacitate a ecranului de 1920 semne (24 de rînduri de 80 de semne).

În legătură cu alte mijloace tehnice (comutator de selectare, tastă de scos duplicate), se ușurează substanțial deservirea, ceea ce duce și la îmbunătățirea fiabilității de intrare.

Imprimanta EC 7934 se racordează la unitatea de comandă de periferice EC 7921 sau EC 7922. Ea servește la confecționarea unui purtător de informații optic lizibil, de durată, drept copie a informației afișate pe ecran respectiv a unei emisii tipărite ordonate de program. În concordanță cu stocul de semne al sistemului EC 7920, imprimanta dispune de alfabetul latin și cirilic (96 de semne imprimabile).

Imprimanta cu lanț EC **7039**

În timp ce la calculatoarele ESER seria 1 au fost utilizate pe scară largă imprimante paralele, la care se foloseau ca purtător de caractere un cilindru de caractere (tambur), la EC 1055 vor fi folosite pe lîngă acestea imprimante cu lanț, care au ca purtător de caractere un lanț de imprimare. Față de imprimantele cu un cilindru de caractere, imprimantele cu lanț se disting prin următoarele:

— capacitate înaltă de imprimare;
— set universal de semne;
— lanț de imprimare schimbabil;
— deplasarea formularului fără bandă de comantă a imprimantei.

Lanțul schimbabil de imprimare permite o flexibilitate a stocului de semne. Astfel poate fi adaptat la cerințele de moment ale beneficiarului.

Imprimanta EC 7039 dispune de o unitate integrată de comandă a dispozitivului, care este racordată la canal prin tabloul de conexiune standard ESER. Schimbul de informații între imprimanta și unitatea centrală se face în codul DKOI.

Unitatea de floppy-disc EC **5075**

Unitatea de floppy-disc ține de perifericele de bază ale seriei 2 ESER. Poate fi racordată la un canal selector multiplex standard, sau un canal multiplex în bloc. Unitatea EC 5075 este prevăzută cu o unitate de comandă, care permite o deservire independentă a două memorii de discuri magnetice elastice (dischete) și a două dispozitive de schimbat discuri. De unitatea de comandă ține și o memorie tampon semiconductoare cu o capacitate de $2\times$ $\times 56$ silabe. Ca purtător de date pentru EC 5075 se folosește un disc standard elastic cu un diametru de 200 mm. Acesta este protejat permanent de o carcasă de plastic de $203\times$ $\times 203\times 1$ mm. Informațiile sînt înmagazinate pe disc în serie pe 77 de piste circulare concentrice. Toată discheta dispune de o capacitate de 242 944 byte la două piste de rezervă neocupate. Aceasta corespunde conținutului a 1 900 de cartele perforate.

Pînă la 20 de dischete aflate în magazie pot fi schimbate de dispozitivul de schimbat discuri.

5. Programul modular de produse „tehnice de descentralizare a datelor"

Programul de produse este o concepție robotron pentru culegerea, memorarea, transmiterea, prelucrarea și elaborarea datelor cu o serie coordonată de dispozitive individuale, complexe de dispozitive și soluții de aplicare pe baza microcalculatoarelor robotron. Printr-un înalt grad de unificare tehnică a perifericului și a documentației de sistem, programul de produse este orientat pe diferite linii de difuzare.

Concepția de bază:

— baza tehnică unitară pe principiul microcalculatoarelor;
— compatibilitatea și standardizarea purtătorilor de date;
— execuție constructivă și de configurație unitară.

Se caracterizează printr-o prelucrare a datelor cu referire la locul de muncă și permite soluții avantajoase privind costurile pentru întreprinderi mici, întreprinderi comerciale și uni-

tăţi administrative. Cu dispozitivele şi complexele de aplicare se poate efectua, la locul unde sînt generate datele, culegerea şi prelucrarea acestora, ele fiind de volum diferit, precum şi dialogul necesar cu forurile tutelare.

Pentru întreprinderi mari şi asociaţii, care sînt împărţite funcţional şi răspîndite regional, există posibilitatea de a include pentru problemele de planificare, comandă, control şi decont, calculatoare centrale pentru prelucrarea problemelor complexe. În funcţie de domeniul de utilizare, programul de produse „tehnica de descentralizare a datelor" se deosebeşte după:

— dispozitivele individuale pentru exploatarea independentă în domenii descentralizate;
— instalaţiile descentralizate de comandă şi prelucrare mică;
— sistemele descentralizate de terminale;
— terminalele şi calculatoarele de comandă pentru alcătuirea de lanţuri de periferice pentru prelucrarea datelor de la distanţă, pentru EDVA EC 1040 şi EC 1055;
— produsele OEM.

Prin echiparea cu o teleconexiune la dispozitivele individuale poate fi realizată capacitatea de terminale.

Baza tehnică pentru toate dispozitivele şi complexele de aplicare a programului de produse „tehnica de descentralizare a datelor" o constituie sistemele de microcalculatoare

— robotron K 1520 — microcalculator de 8 biţi;
— robotron K 1600 — microcalculator de 16 biţi.

Sistemul de microcalculatoare robotron K **1520**

Variantele principale;
tip K 2521 cu memorie PROM de 3 k byte, memorie RAM de 1 k byte,
tip K 2525 cu memorie PROM de 8 k byte,
tip K 2526 cu 2 procesoare şi memorie RAM de 1 k byte.

Ca microprocesor se utilizează în toate variantele un circuit în tehnică MOS-canal.

Pe lîngă stocul de bază privind capacitatea memoriei, restul volumului de memorie este format din moduli suplimentari, care sînt constituiţi ca: memorii operative; memorii de valori fixe; memorii de valori fixe programabile şi combinaţii ale acestor feluri de memorie. Capacitatea adresabilă maximă: 64 k byte. Comenzile de racord produc interfeţe de uz internaţional.

Sistemul de microcalculatoare robotron K **1600**

Din sortimentul de dispozitive ale sistemului de microcalculatoare robotron K 1600 din programul de produse „tehnica de descentralizare a datelor" fac parte:

— *microcalculatorul robotron K* **1620**

Configurabil din unitatea centrală de prelucrare K 2662, diferiţi moduli de memorie cu o capacitate maximă de 32 k, cuvinte de 16 biţi, comanda de racord pentru dispozitivele şi modulii suplimentari care urmează să fie deserviţi.

— *microcalculatorul robotron K* **1630**

Proiectabil din unitatea centrală de prelucrare K 2663, unitatea de prelucrare a memoriei K 2061, procesorul aritmetic K 2062, precum şi alţi moduli cu o capacitate maximă a memoriei de 128 K cuvinte de 16 biţi.

Dispozitivele programelor unităţilor periferice, care sînt deservite de documentaţia de sistem:

— unitatea de deservire;
— unitatea de bandă magnetică în casete;
— unitatea de floppy disc;
— unitatea de bandă perforată;
— cititorul de cartele perforate;
— imprimanta de serie;
— imprimanta paralelă;
— unitatea de bandă magnetică;
— memoria pe discuri în casete;
— periferice de proces;
— terminale.

Bibliografie

[1] „Neue Technik im Büro" caietul 1/79 VEB Verlag Technik, Berlin.
[2] „Rechentechnik/Detenverarheitung" anexa 2/1979 Verlag die Wirtschaft, Berlin.

HS-ing. *Peter Hildenbrandt*
Karl Marx-Stadt

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul:
Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA“,
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 2147

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONTÉS KÖNYVTÁR 1883

1984 SEP 6

E2040/1 0/4

Energia

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 32 • NR. 5 • IULIE 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 5 iulie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 541.64.536.4

OXIDARE POLIETILENĂ IRADIATĂ
PROPRIETĂŢI DIELECTRICE
ARBORESCENŢĂ

Tănăsescu Fl. T. ş. a.: **Relaţii structură-oxidare pentru polietilenă de uz electrotehnic iradiată cu radiaţii ionizante.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 161

Se prezintă un studiu al oxidării polietilenei electrotehnice la iradiere cu radiaţii ionizante şi la îmbătrînirea accelerată post-iradiere (168 de ore la 135°C şi 240 ore la 150°C), precum şi influenţa unor antioxidanţi asupra acestor procese. Lucrarea prezintă, de asemenea, modificarea gradului de nesaturare şi a conţinutului de grupări metil din polimer în funcţie de doza de iradiere. Rezultatele obţinute sînt corelate cu unele proprietăţi dielectrice ale materialului, precum şi cu fenomenul de acumulare a sarcinilor electrice în polimer (arborescenţă).

CZ 621.311.24;621.314.267;621.311.52

CENTRALE EOLIENE
GENERATOARE ELECTRICE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Budişan, N., Fericean, S., Marchiş, D.: **Puterea activă şi reactivă a unui sistem automat de conversie a energiei cu generator asincron, pentru agregate aeroelectrice.**

E.E.A. - **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 167

Se prezintă rezultate experimentale, obţinute pe un model de laborator, privind puterea activă şi reactivă a unui sistem automat de conversie a energiei, pentru agregate aeroelectrice, cu generator asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă, avînd conectate, în circuitul rotoric, condensatoare pentru compensarea factorului de putere. Rezultatele sînt comparate cu cele ale sistemului necompensat, concluzionîndu-se asupra eficienţei şi oportunităţii procedeului de compensare experimentat.

CZ 621.3.042.4 : 538.243

CONTACT
ÎNTREFIER
TOPOLOGIE

Suciu, I.: **Contactul magnetic — un nou element de circuit şi catastrofa magnetică în întrefier (I).**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 169

În lucrare se propune introducerea în domeniul electrotehnic a unui nou element de circuit — contactul magnetic, prin analogie formală cu contactul electric şi se descrie fenomenul de prăbuşire a parametrilor magnetici, denumit de autor catastrofa magnetică (sau colapsul magnetic) la frontierele de discontinuitate ale contactului magnetic, care în final, se descrie şi sub aspectul topologic. Articolul constituie o primă parte a unei serii de lucrări referitoare la problema tratată.

CZ 537.213 : 621.3.083.6

STRAT DUBLU ELECTRIC
CAPACITATE DIFERENŢIALĂ
DEPENDENŢA DE POTENŢIALUL DE ELECTROD

Mitrache, I.: **Contribuţii la studii privind determinarea dependenţei capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de potenţialul de electrod.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 175

Se expun două metode pentru determinarea univocă a dependenţei capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de potenţialul de electrod : metoda variaţiei în trepte a tensiunii de electrod „măsurată" şi metoda variaţiei în trepte a curentului total. Se introduc mărimi ce caracterizează dipolul echivalent variaţiei curentului faradaic. Se propun denumiri şi simboluri pentru unele mărimi ce intervin în lucrare.

CZ 621.313.333 : 621.314.2

MOTOR ASINCRON AUTOPILOTAT
CONVERTIZOR DE FRECVENŢĂ

Voicu, A., Kiss, D.: **Consideraţii asupra comutaţiei motorului sincron autopilotat asociat cu convertizor de frecvenţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 182

Lucrarea prezintă unele consideraţii privind comutaţia motorului sincron autopilotat, asociat cu un convertor de frecvenţă.

CZ 621.313.333

CÎMP MAGNETIC
ARMONICI SPAŢIALE
PROGRAM DE CALCUL

Madescu, Gh.: **Analiza armomică automată a cîmpului magnetic produs de înfăşurări repartizate de curent alternativ.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 187

Algoritmul prezentat în lucrare permite analiza automată a oricărui tip de înfăşurare de curent alternativ prin calculul armonicilor spaţiale de cîmp, a factorului de înfăşurare şi de dispersie diferenţială cu un volum minim de date de intrare. Programul este util în proiectare la analiza înfăşurărilor speciale, la optimizarea acestora sau în activitatea de elaborare a unei înfăşurări noi.

CZ 621.3.011.2:537.311.3

TERMOCONDUCTIBILITATE
METODA ELEMENTELOR FINITE

Cârstea I. T.: **Regimul tranzitoriu în programarea călduri i determinat prin metoda elementelor finite.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 195

În lucrare se prezintă soluţionarea numerică a regimului tranzitoriu în probleme de termoconductibilitate în spaţii bidimensionale folosind metoda elementelor finite pentru discretizarea spaţială.

CZ 621.314.2:621.34

MAŞINI ELECTRICE
CONVERTOARE STATICE

Atanasiu, Gh.: **Consideraţii tehnico-economice privind maşinile electrice asociate cu convertoare statice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 200

Articolul tratează consideraţii tehnico-economice privind acţionările electrice cu turaţie reglabilă folosind convertoarele statice.

NOTE 205

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 541.64.536.4

ОКИСЛЕНИЕ ОБЛУЧЕННОГО ПОЛИЭТИЛЕНА
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА
РАЗВЕТВЛЕНИЕ

Тэнэсеску, Фл. Т. и др.: **Отношение структура-окисление электротехнического полиэтилена облученного ионизирующими излучениями.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984 стр. 161

Представлены результаты исследования окисления электротехнического полиэтилена в процессе облучения ионизирующими излучениями и ускоренного старения (168 часов при 135°С и 240 часов при 150°С) после облучения. Изучалось также влияние различных антиокислителей на эти процессы. В работе представляется также изменение степени ненасыщенности и содержания метиловых групп в полимере в зависимости от дозы облучения. Полученные результаты коррелированы с диэлектрическими свойствами материала, а также с явлением накопления в полимере электрических зарядов (разветвление).

УДК 621.311.24: 621.314.267; 621.311.52

ВЕТРОВЫЕ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ
АВТОМАТИЗАЦИЯ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Будишан, Н., Феричан, С., Маркиш, Д.: **Активная и реактивная мощность автоматической системы преобразования энергии с асинхронным генератором для электровоздушных агрегатов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 167

Представлены результаты экспериментов, проведенных на модели в лабораторных условиях, относительно активной и реактивной мощности автоматической системы преобразования энергии для электровоздушных агрегатов с асинхронным генератором, работающим в сверхсинхронном каскаде, с подключенными в роторной цепи конденсаторами для компенсации коэффициента мощности. Результаты сравниваются с результатами некомпенсированной системы, а также даются выводы относительно эффективности и целесообразности экспериментированного процесса компенсации.

УДК 621.3.042.4 : 538.243

КОНТАКТ
ЗАЗОР
ТОПОЛОГИЯ

Сучу, И.: **Магнитный контакт — новый элемент цепи и магнитная ,,катастрофа'' в зазоре (I).**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 169

В работе предлагается внедрение в области электротехники нового элемента цепи — магнитного контакта, согласно формальной аналогии с электрическим контактом и описывается явление разрушения магнитных параметров, названных автором ,,магнитная катастрофа'' (или магнитный колапс) на границах прерывности магнитного контакта, которая в конечном итоге рассматривается с топологической точки зрения. Статья является первой частью серии работ, посвещённых данной проблеме.

УДК 537.213: 621.3.083.6

ДВОЙНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ СЛОЙ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ЁМКОСТЬ
ЗАВИСИМОСТЬ ОТ ПОТЕНЦИАЛА ЭЛЕКТРОДА

Митраке, И.: **Вклад в исследование, касающееся определения зависимости дифференциальной ёмкости двойного электрического слоя от потенциала электрода.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 175

Приводятся два метода для однозначного определения зависимости дифференциальной ёмкости двойного электрического слоя от потенциала электрода: метод скачкообразного изменения ,,измеренного'' напряжения электрода и метод скачкообразного изменения общего тока. Вводятся величины, характеризующие эквивалентный диполь изменением фарадного тока. Предлагаются наименования и обозначения для величины, встречающихся в работе.

УДК 621.313.333: 621.314.2

САМОУПРАВЛЯЕМЫЙ СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Войку, А., Кисс, Д.: **Соображения относительно коммутации самоуправляемого двигателя, совместно с преобразователем частоты.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 182

В работе представлены соображения в связи с коммутацией самоуправляемого синхронного двигателя совместно с преобразователем частоты.

УДК 621.313.333

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ГАРМОНИКА
ПРОГРАММА РАСЧЁТА

Мадеску, Г.: **Гармонический автоматический анализ магнитного поля созданного распределёнными обмотками переменного тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 187

Представленный в работе алгорифм даёт возможность автоматического анализа любого типа обмотки переменного тока расчётом пространственных гармоник поля, коэффициента наматывания и дифференциального рассеяния с минимальным объёмом входных данных. Программа используется в проектировании, при анализе специальных обмоток, для их оптимизации, а также при разработке новых типов обмоток.

УДК 621. 3.011.2: 537.311.3

ТЕПЛОПРОВОДНОСТЬ
МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Кырстя, И. Т.: **Переходный режим в программировании тепла, определённый методом конечных элементов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5,июль 1984, стр. 195

В работе представлено цифровое решение вопроса переходного процесса в области теплопроводности в двухмерном пространстве с использованием метода конечных элементов для пространственной дискретизации.

УДК 621.314,2: 621.34

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
СТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Атанасиу, Г.: **Технико-экономические соображения относительно электрических машин со статическим преобразователем.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 5, июль 1984, стр. 200

Статья посвящена технико-экономическим соображениям в связи с электрическим приводом с регулируемым числом оборотов при использовании статических преобразователей.

INHALT

DK 541.64.536.4

OXYDIERUNG DES BESTRAHLTEN POLYATHYLENS
DIELEKTRISCHE EIGENSCHAFTEN
ARBORESZENZ

Tănăsescu, Fl. T., u. a.: **Struktur-Oxydierungsverhältnisse für des mit Ionisierungsbestrahlung behandelten elektrotechnischen Polyäthylens.**

E.E.A. — **Electrotehnica, 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 161

Es wird ein Studium der mit ionisierender Bestrahlung behandelten elektrotechnischen Polyäthylens und beschleunigter Alterung nach der Bestrahlung (168 Studen bei 135°C und 240 Studen be i 150°C), und der Einfluss einiger Antioxydierungsmittel auf diese Prozesse vorgestellt. Der Beitrag behandelt auch die Veränderung des Nichtsättigungsgrades und den Inhalt von Methylgruppen im Polymer in Abhängigkeit von der Bestrahlungsdosis. Die erhaltenen Ergebnisse sind einigen dielektrischen Eigenschaften des Materials und dem Speicherungsvorgang der elektrischen Lasten im Polymer (Arboreszenz) zugeordnet.

DK 621.311.24: 621.314.267; 621.311.52

WINDENERGIEANLAGEN
ELEKTRISCHE GENERATOREN
AUTOMATISIERUNG DER ENERGIETECHNIK

Budişan N., Fericean, S, Marchiş D.: **Die Wirk- und Blindleistung eines automatischen Systems zur Energieumwandlung mit Asynchrongenerator für aeroelektrische Anlagen.**

E. E. A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 167

Es werden die mit einem Labormodell erhaltenen experimentellen Ergebnisse der Wirk- und Blindleistung eines automatischen Systems zur Energieumwandlung, für aeroelektrische Anlagen, mit einem in übersynchroner Kaskade betriebenem Asynchrongenerator, wo, im Rotorkreis, Kondensatoren zur Kompensierung des Leistungsfaktors eingebaut sind, vorgestellt. Die erhaltenen Ergebnisse werden mit denen eines nichtkompensierten Systems verglichen, wobei man die Uberlegenheit der experimentierten Kompenierungsmethode feststellen kann.

s

DK 621.3.042.4: 538.243

KONTAKT
LUFTSPALT
TOPOLOGIE

Suciu I.,: **Der magnetische Kontakt — ein neues Stromkreiselement und die magnetische Katastrophe im Luftspalt (I).**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 169

Im Beitrag wird die Einführung eines neuen Stromkreiselementes — dem magnetischen Kontakt — in die Elektrotechnik, durch formale Analogie mit dem elektrischen Kontakt vorgeschlagen und es wird der Vorgang des Zusammenbruchs der magnetischen Parameter, vom Autor magnetische Katastrophe (magnetischer Kollaps) bennant, an den Diskontinuitätsgrenzen des magnetischen Kontakts, die am Ende vom topologischem Gesichtspunkt her erfasst wird, beschrieben Der vorliegende Beitrag stellt den ersten Teil einer Artikelfolge, die die Behandlung des obengenannten Themas zum Ziel hat, dar.

DK 537.213: 621.3.083.6

DOPPELTE ELEKTRISCHE SCHICHT
DIFERENTIELLE KAPAZITAT
ABHÄNGIGKEIT VOM ELEKTRODENPOTENTIAL

Mitrache, I.: **Beitrag zum Studium und Bestimmung der Abhängigkeit der diferentiellen Kapazität der doppelten elektrischen Schicht vom Elektrodenpotential.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 175

Es werden zwei Methoden zur eindeutigen Bestimmung der Abhängigkeit der diferentiellen Kapazität der doppelten elektrischen Schicht des Elektrodenpotentials vorgestellt, u. zw. die Methode der stufenweisen Veränderung der „gemessenen" — Elektrodenspannung und die Methode der stufenweisen Veränderung des Gesamtstromes. Es werden Grössen zur Charakterisierung des Dipols, das der Veränderung des Faraday-schen Stromes äquivalent ist, eingeführt. Es werden Benennungen und Symbole für einige in der Arbeit auftauchenden Grössen vorgeschlagen.

DK 621.313.333: 621.314.2

AUTOPILOTIERTER ASYNCHRONMOTOR
FREQUENZUMRICHTER

Voicu, A., Kiss D.: **Betrachtungen zur Umschaltung des autopilotierten Asynchronmotors im Zusammenhang mit einem Fr equenzumwandler.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 182

Im Beitrag werden einige Betrachtungen zur Umschaltung des autopilotierten Asynchronmotors im Zusammenhang mit einem Frequenzumwandler aufgestellt.

DK 621.313.333

MAGNETFELD
RAUMHARMONISCHE
RECHENPROGRAMM

Madescu, Gh.: **Automatische harmonische Analyse des von in Wechselstrom verteilten Wicklungen hervorgerufenen Magnetfeldes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 187

Der im Beitrag vorgestellte Algorythmus erlaubt die automatische Analyse jedwelchen Typs von Wechselstromwicklungen durch die Berechnung der Raumharmonischen im Feld, des Wicklungsfaktors und der diferentiellen Streung mit einer Mindestanzahl von Eingangsdaten. Das Programm ist nützlich in der Planung bei der Analyse der speziellen Wicklungen, bei ihrer Optimierung oder in der Neuentwicklung von Wicklungen.

DK 621.3.001.2: 537.311.3

WÄRMELEITFÄHIGKEIT
FINITE-ELEMENTEN-METHODE

Cârstea, I. T.: **Die zeitlich veränderliche Betriebsart in de Wärmeprogrammierung bestimmt durch die Methode der finiten Elemente.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 195

Im Beitrag wird die nummerische Lösung der zeitlic h veränderlichen Betriebsart bei Wärmeleitfähigkeitsaufgaben in zweidimensionalen Räumen mit Hilfe der Finite-Elementen-Methode zur räumlichen Diskretisierung vorgestellt.

DK 621.314.2: 621.34

ELEKTRISCHE MASCHINEN
STATISCHE WANDLER

Atanasiu, Gh.: **Technisch-ökonomische Betrachtungen bezüglich der elektrischen Maschinen im Zusammenhang mit statischen Wandlern.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 5, Juli 1984, S. 200

Im Beitrag werden technisch-ökonomische Betrachtungen bezüglich der elektrischen Antriebe mit Drehzahlregelung mit Hilfe von statischen Wandlern aufgestellt.

CONTENT

CD 541.64.536.4

IRRADIATED POLYETHYLENE OXIDATION
DIELECTRIC PROPERTIES
ARBORESCENCE

Tănăsescu, Fl.T. a.o. : **Stucture-oxidation relation for electrotechnical polyethylene irradiated with ionizing radiation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr, 5, iulie 1984, p. 161

A study is presented, concerning electrotechnical polyethylene oxidation upon irradiation with ionizing radiations and post-irradiant accelerating aging (168 hours at 135°C and 240 hour at 140°C), alongside with the influence of several antioxidants on these processes. The paper also presents the modification of non-saturation degree and of the methyl-groups in polymers, deparding on the irradiation dose. The results are correlated with several dielectric properties of the material and with the electric charge accumulation in the polymer (arborescence).

DC 621.311.24 : 621.314.267: 621.311. 52

EOLIAN STATION
ELECTRIC GENERATORS
ENERGETICS AUTOMATION

Budişan, N., Fericean, S., Marchiş D. : **Active and reactive power of on automate conversion system with asynchronous generator for air-electrical systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie, 1984, p. 167

The paper presents the experimental results obtained on a laboratory model, concerning the active and reactive power of an automated energy conversion system for air-electrial apparata, with asynchronous generator operating in oversynchronous cascade, with capacitors for the power factor compensation in the rotoric circuit. The results are related to the un-compensated system with conclusions on the efficiency and opportunity of the experienced compensation procedure.

DC 621.3.042.4: 538.243

CONTACT
AIR GAP
TOPOLOGY

Suciu, I. : **Magnetic contact — a new circuitry element and the magnetic catastrophy in the air gap.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 169

The paper introduces a new circuitry element in electrotechnics : the magnetic contact by formal analogy with the electric contact, describing the magnetic parameters falling phenomenon, called the magnetic catastrophy (or the magnetic collopse) in the discontinuity frontiers of the magnetic contact that is finally described from the topological point of view. The paper is the first part of a series of papers refering the problem.

DC 537.213: 621.3.083.6

DOUBLE DIELECTRIC LAYER
DIFFERENTIAL CAPACITY
DEPENDENCE ON THE ELECTROD POTENTIAL

Mitrache, I. : **Contributions to several studies concerning the determination of differential capacity of a double electrical layer on the electrod potential.**

E. E. A. — **Electrotehnica 32**, nr, 5, iulie 1984, p. 175

Two methods are presented for the determination of differential capacity dependence of the electric double layer on the electrod potential; the method of step variation of the ,,measured'' electrod voltage and the step variation method of the total current. Several measures are introduced characteristing the equivalent dipole of the Faraday current variation. The paper proposes names and symbols for the values presented.

DC 621.313.333 : 621.314.2

SELF CONTROLLED ASYNCHRONOUS MOTOR
FREQUENCY CONVERTER

Voicu, A., Kiss D : **Considerations upon the synchronous selfcontrolled motor commutation combined with a frequency converter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984 p. 182

The paper presents several considerations concerning the commutation of a synchronous self-controlled motor, combined with a frequency converter.

DC 621.313.333

MAGNETIC FIELD
SPECIAL HARMONICS
CALCULATING PROGRAM

Madescu, Gh : **Automate harmonic analysis of a magnetic field produced by several windings distributed by the alternative current.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 187

The algorithm presented allows the automated analysis of ony type of winding in an alternative current by special field harmonics calculation, by the winding factor or by the differential dispersion with a minimum entry data. The program is used for designing, for special windings analysis and its optimization or in the elaboration of a new type of winding.

DC 621.3.011.2 : 537.311.3

THERMOCONDUCTIVITY
THE FINITE ELEMENTS METHOD

Cârstea, I. T. : **The transitory regime in heating programming determined by the finite elements method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr 5, iulie 1984, p. 195

The paper presents the digital solution for a transitory regime in thermoconductivity problems in bi-dimensional space by means of the finite elements method for special discreeting.

DC 621.314.2 : 621.34

ELECTRIC MOTORS
STATIC CONVERTERS

Atanasiu, Gh. : **Technical-economic considerations concerning the electric motors associated with static converters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, iulie 1984, p. 200

The papers deals with some technical-economic considerations regarding the electrical motors with setting revolutions by static converters.

SOMMAIRE

CD 541.64.536.4

OXYDATION DE LA POLYETHYLÈNE IRRADIÉE
PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES
ARBORÉSCENCE

Tănăsecu, Fl. T. e. a. : **Relations structure-oxydation pour la polyéthylène électrotechnique irradiée avec des radiations ionisantes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 5, juillet 1984, p. 161

On y présente l'étude de l'oxydation de la polyéthylène électrotechnique irradiée par radiations ionisantes et soumise au vieillissement accéléré post-irradiation (168 heures à 135 degrés C et 240 heures à 150 degrés C), aussi bien que l'influence de certains anti-oxydants sur ces processus. L' ouvrage présente également la modification du degré de non-saturation et de la teneur en groupes méthyle du polymère en fonction de la dose d'irradiation. Les résultats acquis sont corrélés à certaines propriétés dielectriques du matériau aussi bien qu'au phénomène d'accumulation des charges électrique dans le polymère (arborescence).

CD 621.311.24: 621.314.267: 621.311.52

CENTRALES ÉOLIENNES
GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES
AUTOMATISATIONS EN ÉNERGÉTIQUE

Budişan, N., Fericean, S., Marchiş, D.: **Puissance active et réactive d'un système automatique de conversion de l'énergie à générateur asynchrone, pour aggrégats aéroélectriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 5, juillet 1984, p. 167

On y présente les résultats expérimentaux obtenus sur un modèle de laborateur, concernant la puissance active et réactive d'un système automatique de conversion de l'énergie, pour aggrégats aéroélectriques, à générateur asynchrone fonctionnant en cascade sursynchrone, ayant connectés, dans le circuit rotorique des condensateurs pour la compensation du facteur de puissance. Les résultats sont comparés avec les résultats du système non- compensé, concluant pur l'efficacité et l'opportunité du procédé de compensation expérimenté.

CD 621.3.042.4 : 538.243.

CONTACT
ENTREFER
TOPOLOGIE

Suciu, I.: **Le contact magnétique-un nouveau élément de circuit et le „colapse" magnétique dans l'entrefer (I).**

E.E.A. — **Electrotehnica 32.** nr. 5, juillet 1984, p. 169

Dans cet ouvrage on propose l'introduction dans le domaine électrotechniqu d'un nouveau élément de circuit — le contact magnétique par analogie formelle au contact électrique et l'on décrit le phénomène de chute des paramètres magnétiques appelé par l'auteur la „catastrophe magnétique" (ou le colapse magnétique) aux frontières de discontinuité du contact magnétique qui finalement est également décrit du point de vue topologique. L'article este une première partie d'une série tout entière d'ouvrages sur ce problème-ci.

CD 537.213 : 621.3.083.6

COUCHE DOUBLE ÉLECTRIQUE
CAPACITÉ DIFFÉRENTIELLE
DÉPENDANCE DU POTENTIEL D'ÉLECTRODE

Mitrache, I.: **Contributions aux études sur le détermination de la dépendance de la capacité différentielle de la couche électrique double du potentiel d'électrode.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 5, juillet 1984, p. 175

On y expose deux méthodes pour la détermination univoque de la dependance de la capacité différentielle de la couche électrique double du potentiel d'électrode : la méthode de la variation progressive de la tension d'électrode „mesurée" et la méthode de la variation progressive du courant total. On introduit des grandeurs qui caractérisent le dipôle équivalent de la variation du courant faradaique. On y propose des dénominations et des symboles pour certaines grandeurs qui interviennent dans l'ouvrage.

CD 621.313.333 : 621.314.2

MOTOR ASYNCHRONE AUTOPILOTÉ
CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE

Voicu, A., Kiss, D: **Considérations sur la commutation du moteur synchrone autopiloté lié à un convertisseur de fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32.** nr. 5, juillet 1984, p. 182

L'ouvrage présente certaines considérations sur la commutation du moteur synchrone autopiloté, lié à un convertisseur de fréquence.

CD 621. 313.333

CHAMP MAGNÉTIQUE
HARMONIQUES SPATIALES
PROGRAMME DE CALCUL

Madescu, Gh.: **L'analyse harmonique automatique du champ magnétique généré par des enroulements distribués de courant alternatif.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 5, juillet, 1984, p. 187

L'algorithme présenté dans cet ouvrage permet l'analyse automatique de tout type d'enroulement de courant alternatif par le calcul des armoniques spatiales de champ, du facteur d'enroulement et de dispersion différentielle avec un volume minimum de données d'entrée. Le programme est utile dans le domaine de la conception pour l'analyse des enroulements particuliers, l'optimisation de ceux-ci ou pour l'activité d'élaborer un enroulement nouveau.

CD 261.3.011.2 : 537.311.3

THERMOCONDUCTIBILITÉ
MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Cârstea, I. T.: **Le régime transitoire dans la programmation de la chaleur déterminé par la méthodé des éléments finis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 5, juillet 1984, p. 195

Dans l'ouvrage on présente la résolution numérique du régime transitoire pour des problèmes de thermoconductibilité dans des espaces bidimensionnels utilisant la méthode des éléments finis pour la discrétisation spatiale.

CD 621. 314.2 : 621.34

MACHINES ÉLECTRIQUES
CONVERTISSEURS STATIQUES

Atanasiu, Gh.: **Considérations technico-économiques sur les machines électriques liées à des convertisseurs statiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 5, juillet 1984, p. 200

L'article présente des considérationst echnico-économiques sur les entraînements électriques à nombre de tours réglable utilisant des convertisseurs statiques.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt .tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 5

CZ 541:64.536.4

OXIDARE POLIETILENĂ IRADIATĂ
PROPRIETĂŢI DIELECTRICE
ARBORESCENŢĂ

Relaţii structură-oxidare pentru polietilenă de uz electrotehnic iradiată cu radiaţii ionizante

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, RADU CRAMARIUC, SILVIU JIPA, SORIN ILIE, CONSTANTIN CAZAC, GHEORGHE MARIN, DIANA ILIE*, ALFONS IFRIM, ION MIHALCEA**, NICOLETA POPESCU*** — BUCUREŞTI

Introducere

Datorită randamentului radiochimic mare de reticulare şi a slabei degradări radioinduse polietilena de joasă densitate şi-a găsit numeroase aplicaţii industriale, în special în domeniul electrotehnicii. Astfel, procedeul reticulării prin iradiere cu radiaţii ionizante se foloseşte cu succes la obţinerea unor produse cum sînt: conductori şi cabluri [1—3], materiale termocontractabile [4—6], benzi adezive [7, 8], folii de ambalaj [9,10], conducte pentru transportul fluidelor fierbinţi şi / sau agresive [11, 12] ş. a. Comparată cu alţi polimeri şi elastomeri, polietilena este considerată ca un material radiorezistent, fapt ce a permis obţinerea unor produse electrotehnice destinate echipării zonelor II şi III ale centralelor nucleare [13, 14].

Apariţia structurii tridimensionale în polietilenă prin iradiere determină îmbunătăţirea unor proprietăţi cum sînt: scăderea solubilităţii, creşterea termostabilităţii, rezistenţei la uzură şi la fluaj ş. a. Un proces paralel cu reticularea, dar defavorabil, îl reprezintă radiooxidarea polietilenei, neajuns ce se înlătură, de regulă, printr-o stabilizare antioxidativă adecvată. Spre exemplu, antioxidanţii folosiţi pentru aditivarea polietilenei reticulabile prin iradiere, utilizată la obţinerea cablurilor de joasă şi medie tensiune trebuie să îndeplinească o serie de condiţii [15], cum sînt:

— să aibă o radiorezistenţă mare;

— să nu deterioreze proprietăţile dielectrice ale polimerului;

— să nu favorizeze apariţia arborescenţel r în timpul iradierii;

— să prezinte o protecţie antioxidativă avansată atît la radiooxidare, cît şi la termooxidarea post-iradiere.

Aceste condiţii restrictive impuse antioxidanţilor au determinat elaborarea unor norme internaţionale care prevăd, pentru materialul polimeric iradiat, teste speciale de rezistenţă la termooxidare post-iradiere [15—17]. În afara acestor teste, există o serie de procedee de analiză a materialului din punct 1 de vedere al rezistenţei acestuia la oxidare şi anume: dozarea grupărilor carbonil în spectrul de infraroşu [18], dozarea radicalilor peroxidici prin rezonanţă electronică de spin [19], măsurarea consumului de oxigen [20], urmărirea proprietăţilor mecanice şi electrice [21] ş. a.

O serie de lucrări încearcă să stabilească o corelaţie între radiooxidarea şi termooxidarea post-iradiere a polietilenei şi structura polimerului (gradul de ramificare, conţinutul de grupări nesaturate ş. a.). Astfel, unii autori [22—25] au stabilit existenţa unei relaţii directe nesaturare-oxidare, în timp ce în alte lucrări [26—28] se infirmă o asemenea relaţie.

Scopul prezentei lucrări a fost acela de a verifica influenţa antioxidanţilor asupra concentraţiei de grupări nesaturate din polietilenă electrotehnică atît după iradierea cu radiaţii ionizante, cît şi după termooxidarea post-iradiere. S-a urmărit totodată variaţia gradului de nesaturare şi a conţinutului de grupări metil din polimer în funcţie de doza de iradiere. Rezultatele obţinute sînt coroborate cu proprietăţile dielectrice ale materialelor studiate.

Tehnica experimentală

S-a utilizat o polietilenă de joasă densitate (0,92g/cm^3) cu greutatea moleculară de 70 000,

* Institutul de cercetări ştiinţifice şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — ICPE-Bucureşti.
** Institutul politehnic — Bucureşti.
*** Institutul de fizică şi tehnologia materialelor — Bucureşti.

cristalinitate 42% (20°C) şi indice de curgere de 0,25 g/10 min. Pentru aditivarea antioxidativă a polimerului s-au folosit următorii compuşi chimici, la concentraţia de 0,5% în greutate :

(1) N-izopropil-N'-fenil-p-fenilendiamina ;
(2) 2, 2, 4-trimetil-1, 2-dihidrochinolină ;
(3) fenil-β-naftilamină ;
(4) octodecil-3-(3', 5'-diterţbutil-4'-hidroxifenil) propionat ;
(5) p-fenilendiamina ;
(6) β-naftilamina ;
(7) difenilamina.

(Numerotarea probelor cu diferiţi antioxidanţi rămîne valabilă pe parcursul întregii lucrări).

Probele, sub formă de folii cu grosimea de 0,18 ÷ 0,25 mm, au fost iradiate în aer cu radiaţii γ de 137 Cs la doza-debit de $7{,}1 \times 10^{-2}$ MRad/h. S-au efectuat, de asemenea, iradieri la doze-debit mari (2×10^{2} MRad/h), folosind electroni acceleraţi.

Termooxidarea probelor iradiate s-a efectuat în etuve cu circulaţie de aer, în 2 condiţii : 168 de ore la 135°C şi 240 de ore la 150°C.

Pentru dozarea grupelor carbonil (1715 cm^{-1}), transvinilenică (966 cm^{-1}), vinilică terminală (909 cm^{-1}), vinilidenică (888 cm^{-1}) şi metil (1378 cm^{-1}) s-a utilizat metoda spectroscopiei în infraroşu [18, 19] folosind pentru aceasta un spectrofotometru SPECORD IR-75.

Pentru determinarea proprietăţilor dielectrice s-au folosit plăci standard iradiate cu electroni acceleraţi la doza integrală de 25 MRad.

Pentru studierea acumulării sarcinilor (arborescenţă) în polietilena aditivată antioxidativ, iradiată (25 MRad şi termooxidată (168 de ore la 60°, 90°, 135° şi 150°C) s-a folosit metoda expunerii probelor la un flux de electroni cu puterea specifică de $23{,}9 \times 10^{6}$ W/m^2 accelerat la 33 kV şi cu orientarea normală pe probă [30].

Rezultate şi discuţii

Figura 1 prezintă variaţia concentraţiei grupărilor carbonil cu doza de iradiere, în cazul dozei-debit gama de $7{,}1 \times 10^{-2}$ MRad/h. În condiţiile acestei doze-debit mici se constată o acumulare accentuată a grupărilor carbonil în proba martor, fără antioxidant, precum şi o acumulare diferenţiată la probele cu conţinut de antioxidant, dintre care, sub aspectul eficacităţii de protecţie se detaşează probele 4 şi 7. Această concluzie este valabilă cel puţin pînă la doza optimă de reticulare de 25—30 MRad [31].

Comparînd acumularea grupării carbonil la doza integrală de 25 MRad, obţinută la 2 doze-debit diferite ($7{,}1 \times 10^{-2}$ şi 2×10^{2} MRad/h), se constată o radiooxidare cu aproape un ordin de mărime mai mare în cazul iradierii la doză-debit mică (fig. 2). Influenţa dozei-debit de iradiere asupra radiooxidării polietilenei poate fi explicată prin timpul diferit în care are loc difuzia oxigenului în probă. Din acest punct de vedere tehnologiile care au la bază iradieri cu electroni acceleraţi, la care se pot realiza doze-debit mari, sînt superioare tehnologiilor în care iradierea se efectuează la instalaţii echipate cu radionuclizi gama emiţători (de obicei ^{60}Co sau ^{137}Cs).

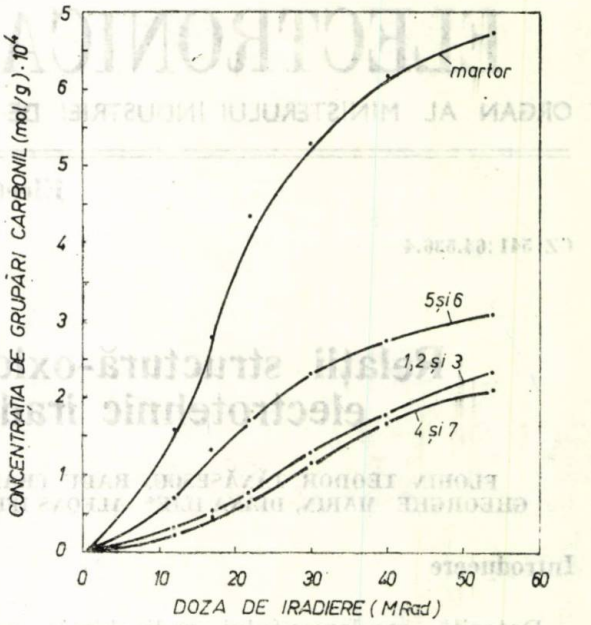


Fig. 1. Variaţia concentraţiei de grupări carbonil cu doza de iradiere pentru polietilena aditivă cu diferiţi antioxidanţi.

Studiind acumularea grupării carbonil la termooxidarea probelor iradiate la doză-debit mare s-au obţinut rezultatele prezentate în tabelul 1. Aşa cum reiese din acest tabel, după termooxidare la 135°C timp de 168 de ore, toate probele cu excepţia probei-martor degradată, prezintă o concentraţie de grupări carbonil ce nu depăşeşte $3{,}5 \times 10^{-5}$ mol/g. După termooxidarea la 150°C timp de 240 de ore, exceptînd proba-martor şi proba 5 care s-au degradat, restul probelor nu au prezentat concentraţii de grupări carbonil mai mari de 4×10^{-5}mol/g, deci sub limita maximă admisă de 2×10^{-4} mol/g [32].

Dozarea grupărilor nesaturate în cazul probelor neiradiate a condus la o concentraţie totală de $4{,}3 \times 10^{-5}$ mol/g, cu următoarea distribuţie : 30% grupări vinilice terminale, 63% grupări vinilidenice şi 7% grupări transvinilenice. Nu au fost identificate grupări cisvinilenice (705 cm^{-1}) deşi o serie de autori au arătat posibilitatea existenţei acestora [33]. Valoarea obţinută pentru nesaturarea totală a polimerului analizat se află în bună concordanţă cu datele din literatură [23].

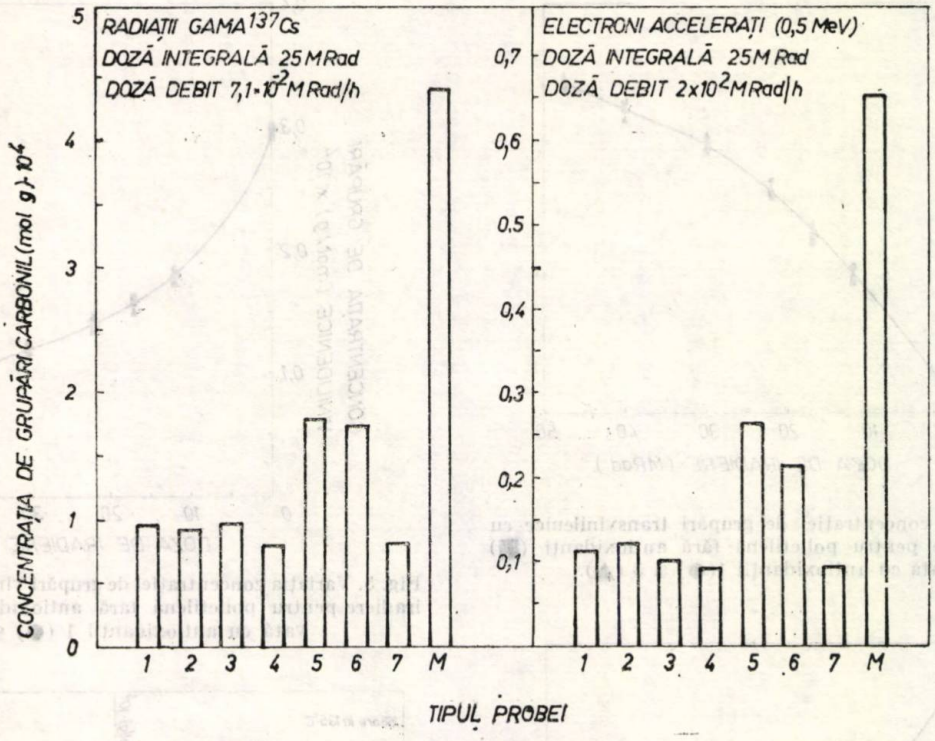


Fig. 2. Acumularea de grupări carbonil la iradierea cu doze—debit diferite a polietilenei aditivată cu diferiți antioxidanți, doza integrală : 25 MRad.

Tabelul 1

Acumularea grupării carbonil în polietilena aditivată cu diferiți antioxidanți după termooxidarea postiradiere la 135 °C (168 ore) și 150°C (240 ore).

Condiții de termooxidare post-iradiere	Concentrația de grupări carbonil (mol/g × 10^4)							
	1	2	3	4	5	6	7	fără antioxidanți
168 ore la 135°C	0,167	0,192	0,157	0,125	0,326	0,263	0,114	*d*
240 ore la 150°C	0,230	0,239	0,193	0,258	d	0,354	0,129	*d*

d = probă degradată

S-a constatat că nesaturarea totală scade cu doza de iradiere. Figurile 3—5 prezintă variația concentrației de grupări transvinilenice, vinilice terminale și vinilidenice în funcție de doză. Din analiza acestor figuri rezultă că nesaturarea de tip vinilidenic și vinilic terminal scade cu doza de iradiere în timp ce nesaturarea de tip trans-vinilenic se acumulează prin iradiere. Aceste rezultate concordă cu majoritatea datelor din literatură [18, 23, 33] dar diferă de cele prezentate de Mitsui și colaboratorii săi [34]. Pe de altă parte, din figurile 3—5 rezultă că variația nesaturării polietilenei cu doza de iradiere nu este influențată de prezența sau de natura antioxidantului.

S-a constatat, de asemenea, că concentrația de grupări nesaturate nu se modifică în urma termooxidării probelor iradiate, independent de prezența sau de tipul antioxidantului existent în polimer, așa cum demonstrează datele prezentate în figura 6. Trebuie menționat de asemenea că, atît în timpul radiooxidării, cît și la termooxidarea post-iradiere, nu s-a evidențiat prezența unor benzi de absorbție la 1415 cm^{-1} și 1685 cm^{-1} atribuite de Lestcenko și colab. [24], speciei $-CH=CH-\overset{\overset{O}{\|}}{C}-$ rezultată prin oxidarea atomilor de carbon din poziția α a grupărilor transvinilenice. Aceste rezultate demonstrează faptul că procesul de radiooxidare și cel de termooxidare post-iradiere a polimerului nu este influențat direct de nesaturarea acestuia.

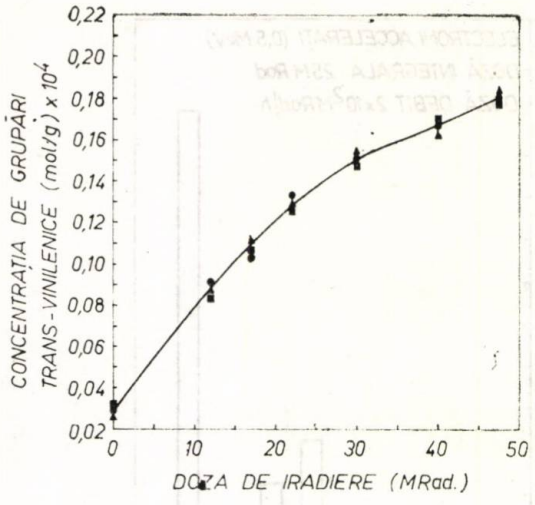


Fig. 3. Variația concentrației de grupări transvinilenice cu doza de iradiere pentru polietilena fără antioxidanți (■) și aditivată cu antioxidanții 1(●) și 3 (▲).

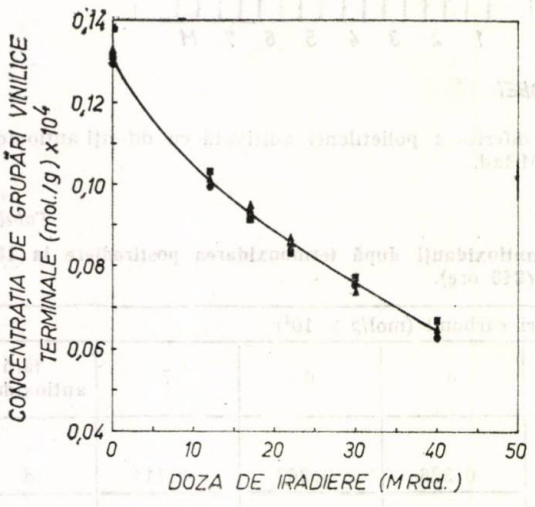


Fig. 4. Variația concentrației de grupări vinilice terminale cu doza de iradiere pentru polietilenă fără antioxidant (■) și aditivată cu antioxidanții 1 (●) și 3 (▲).

Este cunoscut faptul că grupările metil dau, în principal, ramificarea polietilenei, interacția acestora cu lanțul principal conducînd la deformarea scheletului macromoleculei. Datele din literatură arată pe de o parte faptul că gradul de ramificare a polietilenei influențează direct procesul degradării termice a polimerului, iar pe de altă parte faptul că prin iradire, o serie de grupări metil se rup, cu formare de produși gazoși [24, 35].

Studiul concentrației de grupări metil în funcție de doza de iradiere a scos în evidență existența unei variații aleatorii a concentrației cu doza, rezultat ce se află în bună concordanță cu cel obținut de Mitsui și colab. [34] dar, diferit de cel existent în unele lucrări mai vechi [36, 37]. S-a constatat totodată că prin termooxidarea post-iradiere a polimerului

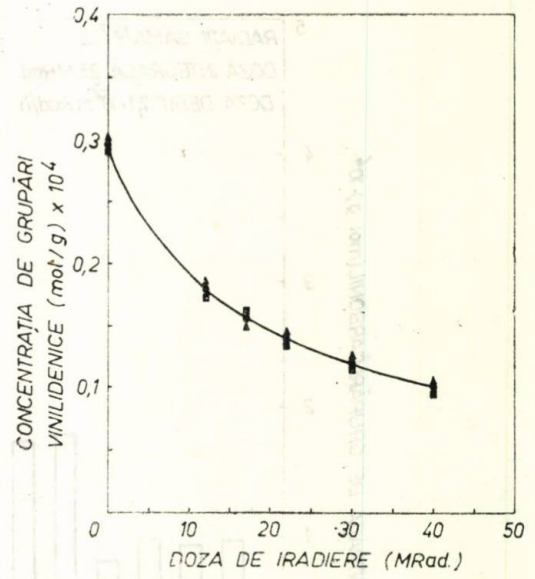


Fig. 5. Variația concentrației de grupări vinilidenice cu doza de iradiere pentru polietilenă fără antioxidanți (■) și aditivată cu antioxidanții 1 (●) și 3 (▲).

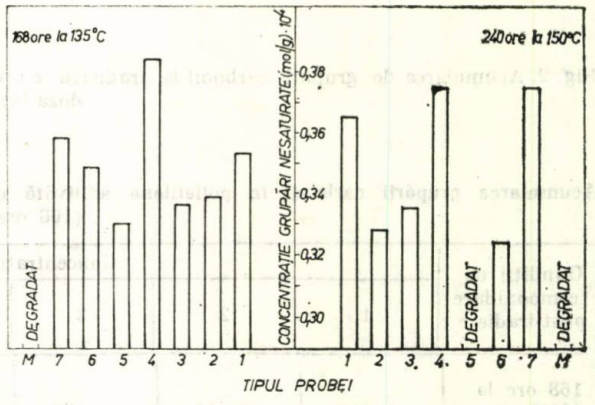


Fig. 6. Concentrația totală de grupări nesaturate în polietilena aditivată cu diferiți antioxidanți după termooxidarea post-iradiere, la 135°C (168 ore) și (150°C (240 ore).

numărul de grupări metil raportat la 100 de atomi de carbon scade de la 2,26 (probă neiradiată și nesupusă termooxidării) la 1,87 (25 MRad, 168 de ore la 135°C) și respectiv la 1,77 (25 MRad, 240 ore la 150°C), independent de natura antioxidantului.

Tabelul 2 prezintă influența antioxidanților luați în studiu asupra proprietăților dielectrice ale polimerului. Analiza datelor din acest tabel arată faptul că proprietățile dielectrice sînt puțin influențate de natura antioxidantului (aminic sau fenolic) precum și faptul că prin iradiere rezistivitatea de volum suferă o ușoară modificare.

Studiul arborescenței polietilenei aditivată antioxidativ a arătat că, atît după încheierea reticulării radioinduse (25 MRad), cît și după termooxidarea post-iradiere (168 de ore la 60°, 90°, 135° și 150°C) nu se observă acumulări de sarcină în polimer.

Provocarea ulterioară a arborescenței prin iradiere cu un fascicul de electroni accelerat la 33 kV a evidențiat însă o influență marcantă a naturii antioxidantului atît asupra volumu lui arborescenței, cît și asupra densității ramurilor de arborescență. Figura 7 prezintă as-

Tabelul 2

Proprietățile dielectrice ale polietilenei aditivată cu diferiți antioxidanți

Antioxidantul	Rezistivitatea de volum (Ω x m) $\times 10^{-15}$		Permitivitatea la 20°C și 1 MHz (probe neiradiate)	Factorul de disipare la 20°C și 1 MHz (probe neiradiate)
	Neirad.	Irad. 25 MRad		
1	6,65	4,32	2,42	$3,1\times10^{-4}$
2	10,12	4,25	2,41	$3,3\times10^{-4}$
3	5,73	3,27	2,39	$3,7\times10^{-4}$
4	5,42	4,65	2,40	$4,1\times10$
5	7,72	5,81	2,36	$3,9\times10^{-4}$
6	6,56	3,42	2,42	$4,1\times10^{-4}$
7	3,81	3,47	2,39	$3,8\times10^{-4}$
fără antioxidant	7,01	6,22	2,40	$3,8\times10^{-4}$

pectul arborescenței probei 7 înainte și după aplicarea termooxidării post-iradiere la 135°C timp de 168 de ore. Din această figură se constată o accentuare a acumulării sarcinilor în probă prin aplicarea termooxidării. Figura 8 ilustrează variația densității ramurilor de arborescență cu temperatura de termooxidare post-iradiere în cazul antioxidanților 4 și 7, din care rezultă tendința marcantă a probei 7 de acumulare de sarcini. S-a constatat de asemenea că probele nereticulate au prezentat valori mai mari ale densității ramurilor de arborescență în raport cu probele reticulate. Studiul arborescenței probelor, în condițiile menționate mai sus, a permis efectuarea unei analize a evoluției polimerului aditivat antioxidativ sub influența solicitărilor termice. Prin folosirea unui model fizic ce corespunde unei cinetici de degradare termooxidativă de ordinul I a materialului polimeric izolator [30, 38] s-a putut determina durata de viață a probelor luate în studiu (tabelul 3). Valorile obținute sînt în bună concordanță cu datele comunicate de o serie de firme producătoare de materiale electroizolante pe bază de polietilenă reticulată prin iradiere cu radiații ionizante.

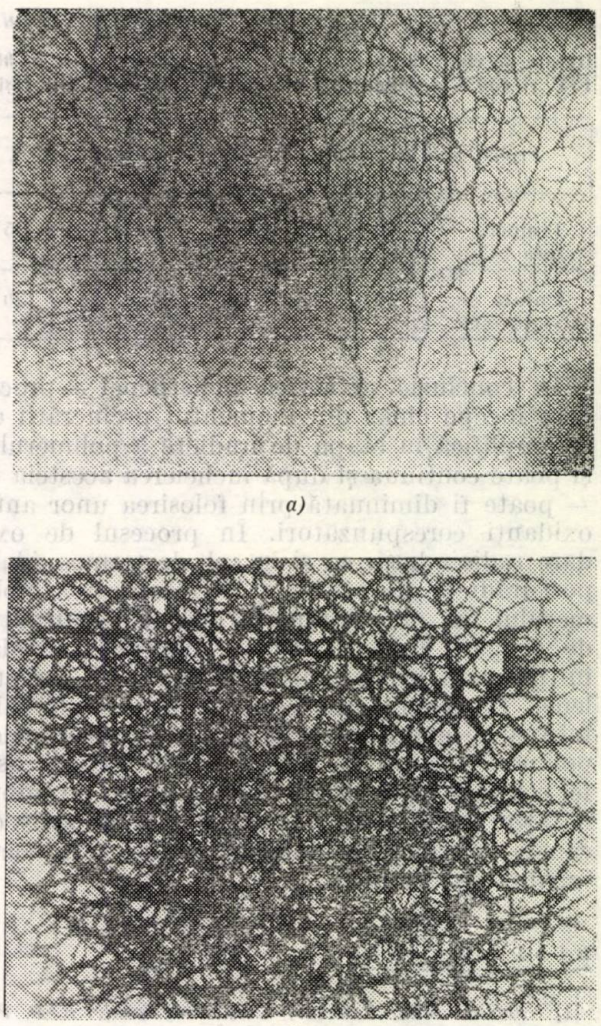


Fig. 7. Arborescența probei de polietilenă aditivată cu antioxidantul 7 înainte (a) și după (b) aplicarea termooxidări post-iradiere la 153°C (168 ore).

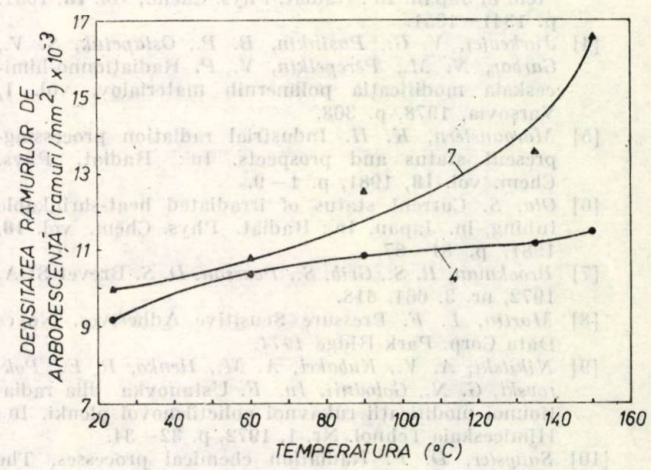


Fig. 8. Variația densității ramurilor de arborescență cu temperatura de termooxidare post-iradiere a polietilenei aditivată cu antioxidanții 4 și 7; durata termooxidării: 168 ore.

Tabelul 3

Durata de viaţă ca izolator electric, la temperaturile de 90°, 135° şi 150°C a polietilenei aditivată cu antioxidanţii 4 şi 7

Proba	Antioxidant 4			Antioxidant 7		
Temperatura (°C)	90	135	155	90	135	155
Durata de viaţă (ani)	29	27	25	29	26	20

În concluzie, oxidarea polietilenei — proces care începe chiar din momentul prelucrării ei, se amplifică în etapa de iradiere a polimerului şi poate continua şi după încheierea acesteia — — poate fi diminuată prin folosirea unor antioxidanţi corespunzători. În procesul de oxidare radioindusă, ca şi în cel de termooxidare post-iradiere nesaturarea şi ramificarea polimerului nu au o influenţă directă. Conţinutul de grupări carbonil trebuie riguros controlat în procesul reticulării radioinduse a polietilenei. În general, acţiunea de control de calitate şi de determinare a fiabilităţii produselor polimerice obţinute prin iradiere trebuie astfel condusă încît să aibă un rol activ, de îmbunătăţire a calităţii acestora şi nu unul pasiv de constatare şi consemnare a unor valori în documentul de produs.

Bibliografie

[1] *Finckel, E.E., Lescenko, S.S., Braghinski, R. P.* Radiaţionnaia himia i cabelnaia tehnica. Atomizdat, Moskva, 1968.

[2] *Bly, J. H.* Electron beam processing of power cable insulation In : Radiat. Phys. Chem., vol. **18**, 1981, p. 1331—1340.

[3] *Sakamoto, J., Mizusawa, K.* Industrial application and recent development of electron processing system in Japan. In : Radiat. Phys. Chem., vol. **18**, 1981, p. 1341—1351.

[4] *Jurkevici, V. G., Paşinkin, B. P., Ostapciuk, S. V., Garbar, N. M., Perepelkin, V. P.* Radiaţionno-himiceskaia modificaţia polimernih materialov, vol. **1**, Varşovia, 1978, p. 308.

[5] *Morganstern, K. H.* Industrial radiation processing-present status and prospects. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **18**, 1981, p. 1—9.

[6] *Ota, S.* Current status of irradiated heat-shrinkable tubing, in. Japan. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **18**, 1981, p. 81—87.

[7] *Brookman, R. S., Grib, S., Pearson, D. S.* Brevet SUA, 1972, nr. 3. 661. 618.

[8] *Martin, L. F.* Pressure Sensitive Adhesives. Noyes Data Corp. Park Ridge *1971*.

[9] *Nikitski, A. V., Kabakci, A. M., Ilenko, R. E., Pokrovski, G. N., Golodnîi, Iu. F.* Ustanovka dlia radiaţionnoi modificaţii rukavnoi polietilenovoi plenki. In : Himiceskaia Tehnol. Nr. 1, 1972, p. 32—34.

[10] *Sangster, D. F.* Radiation chemical processes. The world scene. In : Atomic Energy, April, 1974, p. 15—26.

[11] *Danilov, V. G.* Razrabotka tehnologhii radiationnogo modifiţirovaniia polietilenovîh trub na uskoritele ILU-6. Tezisî Vsesoinznogo naucino-tehniceskogo seminara, VDNH, M., 1976.

[12] *Perepelkin, V. P., Knelf, K. F.* Radiaţionno-himiceskaia modificaţia polimernîh materialov, vol. **1**, 1978, p. 27.

[13] *Van de Voorde, M. H., Restat, C.* Selection guide to organic materials for nuclear engineering. CERN, Geneva, Report CERN, 72—7, 1972.

[14] *Wilson, J. E.* Radiation chemistry of monomers, polymers and plastics. New York 1974.

[15] *Schimke, F., Boehn, J., Berendt, C.* World Electrotechnical Congress Moskow, 1977, report 34, section 3 A, p. 1—19.

[16] x x x I. E. C. Specification No 540

[17] *Kammel, G., Knoch, G.* Thermal-oxidative aging of radiation crosslinked XLPE insulations in the presence of copper conductor : a new test method and results. In : Radiat. Phys. Chem., vol. **18**, 1981, p. 1217—1225.

[18] *Dole, M.* The Radiation Chemistry of Macromolecules. vol. **2**, 1973, Academic Press, New York and London.

[19] *Kashiwabara, H., Hori, Y.* Note on the oxidation processes in irradiated polyethylene. In : Radiat. Phys. Chem., vol. **18**, 1981, p. 1061—1066.

[20] *Machi, S.* Radiation degradation of polymeric materials used in nuclear reactor. In : Radiat. Phys., Chem., vol. **18**, 1981, p. 125—133.

[21] *Seguchi, T., Arakawa, K., Hayakawa, N, Machi, S.* Radiation induced oxidative degradation of polymers. Dose rate effects on chemical and mechanical properties. In : Radiat. Phys. Chem., vol. **18**, 1981, p. 671—678.

[22] *Charlesby, A.* Atomic radiation and polymers., 1960, Pergamon Press.

[23] *Schumacher, K.* In : Kolloid Z., vol. **157**, 1958, p. 16.

[24] Lestcenko, S. S., Pavlova, Z. D., Egorova, Z. S., Karpov, V. L. Investigation of thermal and thermooxidizing degradation of irradiated polyethylene. In : J. Polymer Sci. Symp. No. 42, 1973, p. 1261—1270.

[25] *Aliev, G. M., Aliguliev, R. M., Abasova, N. A., Kiteieva, D. M., Akhundova, F. A.* The effect of gamma iradiation on the structure, relaxation and electrophysical properties of HDPE. In : IUPAC-MACRO-Bucharest, section IV-14, 1983, p. 47—50.

[26] *Matsuo, H., Dole, M.* In : J. Phys. Chem. vol. **63**, 1959, p. 837.

[27] *Grasi, N.* Himia proţesov destruckţii polimerov. Nauka, 1959.

[28] *Braghinski, R. P., Finkel, E. E.* Trud. V. N. I. I.K.P., vip. 12, 1967, p. 106.

[29] *Bădilescu, S., Toader, M., Giurginca, M., Tălpuş, V.* Spectroscopia în infraroşu a polimerilor şi auxiliarilor, 1982, Editura tehnică.

[30] x x x Memoriu tehnic (I. P. B.-IFTM), dosar CNST-24 E, Decembrie 1975.

[31] *Mihalcea, I., Jipa, S., Leca, M., Gligor, M.* Reticularea radiochimică a polietilenei. În : Materiale plastice, vol. **19**, 1982, p. 170—173.

[32] *Tincul, I., Variu, C., Laiber, M., Cofovanu, M., Boborodea, C.* În : Materiale Plastice, vol. **16**, 1979, p. 226.

[33] *Chapiro, A.* Radiation chemistry of polymeric systems. 1962, Interscience publishers, p. 410.

[34] *Mitsui, H., Hosoi, F.* Gamma radiation induced crosslinking of polyethylene. In : Polymer J., vol. **4**, 1973, p. 79—86.

[35] *Bowmer, T. N., O'Donnell, J. H.* Nature of the side chain branches in low density polyethylene : volatile products from gamma radiolysis. In : Polymer, vol. **18**, 1977, p. 1032—1040.

[36] *Slovokhotova, N. A., Karpov, V. L.* Sbornik rabot po radiaţionnoi himmi. Akad. Nauk. SSSR, Moskva, 1955, p. 196—206.

[37] *Brockes, A., Kaiser, A.* In : Naturwissenschaften, vol. **43**, 1956, p. 53.

[38] *Panaite, V.* Statistică tehnică şi fiabilitate. Curs litografiat, I. P. B. 1978.

CZ 621.311.24; 621.314.267; 621.311.52

CENTRALE EOLIENE
GENERATOARE ELECTRICE
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Puterea activă și reactivă a unui sistem automat de conversie a energiei cu generator asincron, pentru agregate aeroelectrice

NICOLAE BUDIȘAN, SORIN FERICEAN, DOREL MARCHIS*-TIMIȘOARA

În cadrul programului de asimilare a unor agregate aeroelectrice de puteri mari, funcționînd în paralel cu sistemul energetic, în prezent sînt în curs de realizare sau proiectare cîteva agregate experimentale avînd puteri pînă la 300 kW (Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Institutul de cercetări și modernizări energetice ICEMENERG-București, Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru echipamente hidromecanice CCSITEH-Timișoara). Agregatele avute în vedere au ca sistem de conversie a energiei mecanice a aeroturbinei în energie electrică sistemul automatizat cu generator asincron în cascadă suprasincronă [1, 2, 3, 4] a cărui schemă principială este reprezentată în figura 1.

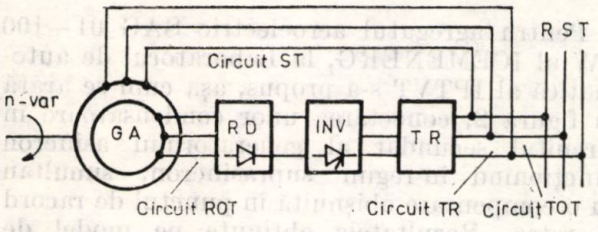


Fig. 1. Schema principială a sistemului automat de conversie a energiei cu generator asincron în cascadă suprasincronă.

Principial, este posibilă obținerea unei valori a puterii active a sistemului de conversie pînă la:

$$P = \sqrt{3} U_{1N} \cdot I_{1N} \cdot (1 + s), \qquad (1)$$

s fiind valoarea în modul a alunecării generatorului asincron. Valoarea puterii active, pînă la limita arătată mai sus, depinde de gradul de compensare a puterii reactive a circuitului statoric asigurat de diferitele procedee posibile.

În vederea elucidării problemei energiei reactive, în cazul sistemului necompensat, respectiv a sistemului compensat prezentat mai jos, în cadrul cercetărilor intreprinse la IPTVT pentru agregatul aeroelectric SAG 01—100 kW al ICEMENERG, s-a procedat la studiul experimental al problemei pe model de laborator de putere redusă (mașină asincronă P_N motor=4 kW, U_{1N} 380/220 V, I_{1N}=11,9/20,6 A, cos $\varphi_{1N} = 0{,}6$, $U_{2N} = 125$ V, $I_{2N} = 21{,}6$ A și convertizor CMTR-6—260/80 în circuitul secundar).

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara (IPTVT).

1. Caracteristicile de funcționare a sistemului de conversie cu generator asincron necompensat

Caracteristicile de funcționare a sistemului de conversie necompensat, funcționînd la turațiile $n = 1, 1n_0, 1, 2n_0, 1, 4n_0, 1, 6n_0$ (n_0 fiind turația de sincronism) sînt prezentate în tabelele 1.1—1.4. S-a preferat modul de prezentare tabelară pentru a oferi posibilitatea prezentării cît mai exacte a rezultatelor obținute. În tabele au fost utilizate notațiile: I_1 — curentul statoric, P_1 puterea activă generată prin circuitul statoric, cos φ_1 — factorul de putere al circuitului statoric, I_2 — curentul rotoric, $I_{rețea}$ — — curentul total dat de generator (prin circuitul statoric și rotoric) în rețea, $P_{rețea}$ — puterea activă totală dată de generator (prin circuitul statoric și rotoric) în rețea, cos $\varphi_{rețea}$ — factorul de putere total al generatorului, P_a — puterea totală aparentă a generatorului, P_r — puterea reactivă totală.

Tabelul 1.1

Caracteristicile de funcționare a sistemului necompensat de conversie cu generator asincron funcționînd în cascadă suprasincronă la $n = 1{,}1\ n_0$, $U_1 = 390$ V

I_1	P_1	cos φ_1	I_2	$I_{rețea}$	$P_{rețea}$	cos$\varphi_{rețea}$	P_a	P_r
A	W	—	A	A	W	—	VA	VAR
8,25	300	0,054	3,3	12,1	0	0		8173
8,40	450	0,079	4,3	12,5	300	0,036	8333	8327
8,60	960	0,165	7,6	13,8	870	0,093	9354	9313

Tabelul 1.2

Caracteristicile de funcționare a sistemului necompensat de conversie cu generator asincron funcționînd în cascadă suprasincronă la $n = 1{,}2\ n_0$. $U_1 = 390$ V.

I_1	P_1	cos φ_1	I_2	$I_{rețea}$	$P_{rețea}$	cos$\varphi_{rețea}$	P_a	P_r
A	W	—	A	A	W	—	VA	VAR
8,00	270	0,05	2,30	11,5	0	0		7768
8,40	900	0,159	6,20	13,0	900	0,102	8823	8816
9,50	1800	0,281	11,30	15,9	1800	0,168	10714	10562
10,00	2250	0,333	14,10	19,4	2250	0,172	13081	12885

Tabelul 1.3

Caracteristicile de funcţionare a sistemului necompensat de conversie cu generator asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă la $n = 1{,}4n_0$, $U_1 = 390$ V

I_1 A	P_1 W	$\cos\varphi_1$ —	I_2 A	$I_{reţea}$ A	$P_{reţea}$ W	$\cos\varphi_{reţea}$ —	P_a VA	P_r VAR
8,60	0	0	2,20	12,50	0	0		8443
9,10	900	0,147	7,00	14,20	1170	0,122	9590	9518
10,00	1800	0,266	11,30	16,60	2130	0,190	11210	11005
11,00	2400	0,323	14,70	18,70	3000	0,238	12605	12243
12,10	3000	0,337	18,70	21,00	3630	0,256	14179	13407

Tabelul 1.4

Caracteristicile de funcţionare ale sistemului necompensat de conversie cu generator asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă la $n = 1{,}6n_0$, $U_1 = 390$ V

I_1 A	P_1 W	$\cos\varphi_1$ —	I_2 A	$I_{reţea}$ A	$P_{reţea}$ W	$\cos\varphi_{reţea}$ —	P_a VA	P_r VAR
8,80	0	0	1,70	12,50	0	0		8443
10,00	1080	0,16	8,00	15,50	1800	0,172	10465	10309
11,00	1830	0,24	12,20	18,50	3000	0,240	12500	12135
11,90	2340	0,29	14,70	19,70	3600	0,270	13333	12838
12,75	2880	0,133	18,00	21,95	4500	0,304	14802	14102

Se constată că abia la o turaţie suprasincronă de circa 1,6 n_0 sistemul este capabil să genereze o putere activă aproximativ egală cu puterea nominală în regim de motor, a maşinii utilizate. Acest lucru se explică prin prezenţa sistemului redresor-invertor în circuitul rotoric şi prin valorile scăzute ale factorului de putere al circuitului statoric (mai mic decît în regim de motor) şi reclamă compensarea puterii reactive cu mijloace adecvate. În cazul generatorului asincron experimentat puterea reactivă de compensat şi, deci, puterea reactivă a bateriei de condensatoare necesare compensării a rezultat, la $P = (P_N)_{MOTOR}$, de cca $P_r = 3$. P. Este de aşteptat ca la puteri mai mari diferenţa dintre factorul de putere în regim de generator şi cel în regim de motor să scadă şi, corespunzător, să scadă şi puterea reactivă de compensat şi, deci, cea a bateriei condensatoarelor pentru compensarea factorului de putere. Extrapolînd rezultatele obţinute pe modelul de laborator de putere redusă, pentru agregatul aeroelectric SAG 01—100 kW al ICEMENERG, rezultă a fi necesară o putere reactivă a condensatoarelor de compensare de $P_r = 300$ kVAR.

2. Caracteristicile de funcţionare a sistemului de conversie cu generator asincron în cascadă suprasincronă cu condensatoare conectate în paralel în circuitul rotoric

Se cunosc, respectiv au fost propuse, diferite procedee de compensare a factorului de putere (condensatoare conectate în punctul de racord al sistemului de conversie cu reţeaua, construcţii speciale de invertoare [1] ş. a.). La IPTVT, pentru a putea utiliza la agregatele aeroelectrice convertizoare fabricate în ţară, pentru îmbunătăţirea factorului de putere s-a preconizat [2] reglarea tensiunii dinspre reţea a invertorului (în trepte etc.), astfel încît valoarea tensiunii de partea de curent alternativ a invertorului să fie egală cu valoarea maximă a tensiunii rotorice.

Rezultatele experimentale obţinute pe un model experimental de putere redusă (3 kW), prezentate de către noi în [2] au arătat că strategia preconizată conduce la o îmbunătăţire substanţială a factorului de putere (mai ales la puteri mici faţă de cea nomială).

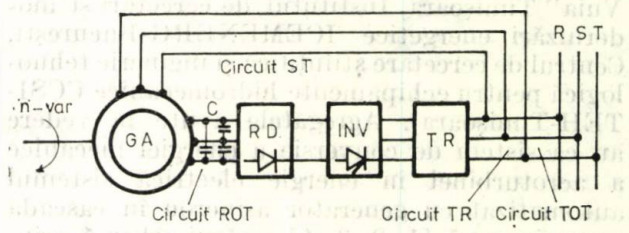


Fig. 2. Schema sistemului de conversie cu condensatoare în circuitul rotoric, pentru compensarea factorului de putere.

Pentru agregatul aeroelectric SAG 01—100 kW al ICEMENERG, la Laboratorul de automatică al IPTVT s-a propus, aşa cum se arată în figura 2, conectarea unor condensatoare în circuitul secundar al generatorului asincron funcţionînd în regim suprasincron, simultan cu o compensare obişnuită în punctul de racord la reţea. Rezultatele obţinute pe model de laborator (cu maşina asincronă menţionată mai sus), la funcţionarea cu turaţia $n = 1{,}6 \cdot n_0$, sînt prezentate în tabelele 2.1 şi 2.2, în care s-au folosit aceleaşi notaţii ca în tabelele $1 \cdot 1 - 1 \cdot 4$. Rezultatele experimentale obţinute confirmă că conectarea unor condensatoare în circuitul secundar al generatorului asincron funcţionînd în regim suprasincron pot îmbunătăţi substanţial factorul de putere, şi anume:

a) la turaţia de $n = 1{,}6 \cdot n_0$., cu o baterie de condensatoare trifazate avînd capacitatea

Tabelul 2.1

Caracteristicile de funcţionare a sistemului de conversie cu generator asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă cu condensator $C = 1320$ F în circuitul secundar, pentru compensarea factorului de putere, la $n = 1{,}6n_0$, $U_1 = 390$ V

I_1 A	P_1 W	$\cos\varphi_1$ —	I_2 A	$I_{reţea}$ A	$\cos\varphi_{reţea}$ —	$P_{reţea}$ W	P_a VA	P_r VAR
10,00	750	0,140	5,0	12,65	0,157	1350	8598	8492
8,40	2040	0,360	10,00	12,70	0,367	3150	8583	7984
8,00	3600	0,666	15,20	15,00	0,504	5110	10138	8756
10,65	5040	0,701	22,00	20,00	0,496	6690	13515	11743

Tabelul 2.2

Caracteristicile de funcţionare ale sistemului de conversie cu generator asincron funcţionînd în cascadă suprasincronă cu condensator $C = 2\,200$ F în circuitul secundar pentru compensarea factorului de putere, la $n = 1{,}6n_0$, $U_1 = 390$ V

I_1	P_1	$\cos\varphi_1$	I_2	$I_{reţea}$	$\cos\varphi_{reţea}$	$P_{reţea}$	P_a	P_r
A	W	—	A	A	—	W	VA	VAR
11,00	1440	0,194	5,0	13,50	0,223	2040	9147	8917
10,65	2550	0,354	10,00	14,50	0,377	3690	9787	9065
8,00	4500	0,832	15,00	14,80	0,606	6060	10000	7954
10,75	5790	0,797	22,00	19,65	0,576	7560	13263	10897

totală de $C_{fază} = 1320$ μF şi, deci, avînd la frecvenţa de 50 Hz o putere reactivă de $P_r = 3 \cdot (U_{fază})_{n=1,6 \cdot n_0}/(X_C)_{fază} = 2\,330$ VAR, ceea ce reprezintă 58 % din puterea nominală a maşinii asincrone în regim de motor, rezultă, la valorile nominale ale curenţilor $(\cos\varphi_1)_{compensat} = 0{,}701$ faţă de $(\cos\varphi_1)_{necompensat} = 0{,}291$ şi $(\cos\varphi_{reţea})_{compensat} = 0{,}495$ faţă de $(\cos\varphi_{reţea})_{necompensat} = 0{,}27$;

b) cu o baterie de condensatoare trifazate avînd $C_{fază} = 2\,200$ μF şi, deci, avînd la $f = 50$ Hz o putere reactivă de $P = 3\,880$ VAR, adică $P_r = 0{,}97 \cdot (P_N)_{motor}$, rezultă, la valorile nominale ale curenţilor, $(\cos\varphi_1)_{compensat} = 0{,}797$ faţă de $(\cos\varphi_1)_{necompensat} = 0{,}291$ şi $(\cos\varphi_{reţea})_{compensat} = 0{,}57$ faţă de $(\cos\varphi_{reţea})_{necompensat} = 0{,}27$.

La alunecări suprasincrone mai mici, avînd în vedere că frecvenţa în circuitul secundar scade, creşte puterea reactivă (la 50 Hz) a condensatoarelor de compensare în circuitul rotoric, ceea ce conduce la concluzia că utilizarea condensatoarelor de compensare în circuitul secundar al generatorului asincron se justifică numai la valori mari ale alunecării suprasincrone.

Cum era de aşteptat, îmbunătăţirea factorului de putere al maşinii generatoare are drept consecinţă creşterea puterii pe care ea o poate da reţelei. Astfel, în timp ce fără compensarea menţionată generatorul are, la $n = 1{,}6 \cdot n_0$, o putere, la valoarea nominală a curenţilor, de numai 3 600 W (putere apropiată de cea nominală în regim de motor), cu compensare rotorică puterea generatorului ajunge la 6 690 W în condiţiile menţionate în tabelul 2.1, respectiv la 7 560 W în condiţiile menţionate în tabelul 2.2, ceea ce reprezintă cca 170 %, respectiv 190 % faţă de puterea în regim nominal de motor.

Bibliografie

[1] *Hvatov, S. V., Titov, V. G., Poskrobko, A. A., Poluşkin, A. I., Tinkaikin, V. F.* Asinhronnii nagruzocinii generator s kompensationnim ventilnim preobrazovatelem. In: Elektricestvo, Nr. 10, 1978.

[2] *Budişan, N.* Sistem de conversie a energiei mecanice la turaţie variabilă în energie electrică de frecvenţă constantă, cu generator asincron, pentru centrale eoliene şi alte centrale neconvenţionale. In: Electrotehnica, electronica şi automatica, Nr. 6, 1982.

[3] *Ooi, B. T., David, R. A.* Induction-generator/synchronous-condenser system for Wind-turbine power. In: Proceedings IEE, Vol. **126**, Nr., 1, 1979.

[4] *Babescu, M., Novac, I.* Performanţele generatorului asincron dintr-o microcentrală cuplată la sistemul energetic. În: Energetica, Nr. 7, 1980.

CZ 621.316.5 : 621.3.042

CONTACT
INTREFIER
TOPOLOGIE

Contactul magnetic — un nou element de circuit şi catastrofa magnetică în întrefier (I)

IACOB SUCIU* — TIMIŞOARA

1. Generalităţi privind contactul magnetic

În prezent cînd precizia ocupă un loc esenţial în tehnică introducerea noţiunii de *contact magnetic* poate să prezinte un oarecare interes, fiind cunoscute avantajele de calcul şi proiectare care decurg graţie analogiei dintre circuitele electrice şi circuitele magnetice.

Introducerea în domeniul electrotehnic a unui nou element de circuit — *contactul magnetic*, constituie o necesitate, avînd în vedere numeroasele aplicaţii practice ale acestuia. Deoarece implicaţiile de studiu şi calcul au o mare extindere, în prezentul articol autorul se limitează la elemente introductive şi la descrierea fenomenului de prăbuşire a parametrilor magnetici de material şi cîmp, denumit de autor *catastrofa magnetică* (sau colapsul magnetic) la frontierele de discontinuitate ale contactului magnetic.

Caracteristicile contactului magnetic şi calculul mărimilor aferente urmează a fi prezentate în alte articole.

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

În sensul cel mai general, noţiunea de *contact magnetic* este atribuită ansamblului constructiv de piese polare, aparţinînd unui circuit magnetic neomogen, cu ajutorul căruia se realizează o legătură magnetică într-un nod comun a două (sau mai multe) circuite magnetice pentru a se permite trecerea fluxului magnetic prin zona de discontinuitate de la un circuit la altul. La poziţia *închis* contactul magnetic determină un *întrefier tehnologic*, iar la poziţia *deschis* — *întrefierul de lucru*. Locul de atingere a pieselor polare se numeşte *contact magnetic* (propriu-zis), iar suprafaţa de atingere care realizează acest contact constituie *suprafaţa de contact* (*magnetic*).

În mod riguros prin termenul de *contact* se va înţelege fenomenul de atingere a două circuite magnetice. La circuitele electrice prin locul de atingere poate trece întreg curentul electric de conducţie, spre deosebire de circuitele magnetice la care prin locul de atingere trece numai o parte (relativ mică) din întreg fluxul magnetic. În tehnică se obişnuieşte să se denumească contacte şi părţile de conductoare, respectiv de piese polare magnetice, prin intermediul cărora se realizează acest cuplaj mecanic.

Contactul magnetic în calitate de element de circuit magnetic reprezintă o rezistenţă magnetică (reluctanţă), care poate lua două valori particulare. Astfel, în stare închisă, la întrefierul tehnologic (δ_t), reluctanţa contactului magnetic trebuie să fie foarte mică, iar în stare deschisă, la un întrefier oarecare (δ) reluctanţa are o valoare relativ mare, funcţie de întrefierul dat.

Într-un contact magnetic, la orice valoare a întrefierului, în care există un flux magnetic, se exercită perechea de forţe simultane acţiune-reacţiune, de natură electromagnetică. Cînd piesele de contact feromagnetice au *polaritate magnetică diferită* perechea de forţe antagoniste manifestă o acţiune de *atracţie* şi cînd piesele de contact au *aceeaşi polaritate magnetică* — de *respingere* (repulsie).

Astfel, în cazul unui circuit magnetic neomogen, înlănţuit cu o bobină de excitaţie, în orice întrefier, indiferent de sensul de parcurgere a fluxului magnetic, piesele polare se vor polariza diferit şi asupra lor va acţiona perechea forţelor antagoniste de atracţie, solicitînd permanent închiderea contactului magnetic.

Contactul magnetic închis al unui circuit parcurs de un flux magnetic, poate fi deschis dacă asupra pieselor polare se exercită forţe antagoniste de natură mecanică, produse de exemplu, de arcuri de rapel, mai mari decît forţele de atracţie electromagnetice, sau cînd se anulează fluxul magnetic.

Cele expuse mai sus au valabilitate generală indiferent dacă fluxul prin circuitul magnetic este produs de solenaţia unei bobine sau de t. m. m. internă a unui magnet permanent.

Cuplarea în atingere, sau cu întrefier, a unor magneţi permanenţi singuri, sau în combinaţie cu alte materiale feromagnetice moi, constituie de asemenea, un contact magnetic.

Stările *închis* şi *deschis* ale contactului magnetic, de regulă, trebuie să fie stabile cînd contactele se află în repaus, iar în caz de tranziţie (la unele circuite magnetice) trecerea de la o stare la alta trebuie să se facă brusc, fără oscilaţii.

Într-o legătură de contact magnetic, constituit din materiale feromagnetice moi, fluxul care parcurge circuitul magnetic se stabileşte identic în ambele sensuri.

Contactele magnetice sînt cele mai solicitate părţi ale unui circuit magnetic. În timpul funcţionării ele sînt supuse la încălzire (cînd fluxul variază în timp) şi la o intensă uzură mecanică, datorită ciocnirilor şi frecărilor, în timpul operaţiilor de închidere şi alunecare.

2. Catastrofa magnetică la frontierele de discontinuitate ale contactului magnetic

Este cunoscut că la suprafaţa de discontinuitate, care separă două medii magnetice omogene şi izotrope diferite, imobile, *componenta normală a inducţiei magnetice* (B_n), (conform cu legea fluxului magnetic) şi *componenta tangenţială a intensităţii cîmpului magnetic* (H_t) (conform cu legea circuitului magnetic şi în ipoteza că nu există o distribuţie superficială de curenţi de conducţie în regim cvasistaţionar) *se conservă*, adică :

$$B_{n1} = B_{n2} \text{ şi } H_{t1} = H_{t2}. \tag{1}$$

Notînd cu α_1 şi α_2 unghiurile de incidenţă şi de refracţie, determinate de tangentele la liniile de cîmp în cele două medii cu normala într-un punct oarecare la suprafaţa de separaţie (fig. 1) şi cu μ_1 şi μ_2 — permeabilităţile magnetice (absolute) corespunzătoare mediilor, pe baza condiţiilor din (1) rezultă :

$$\frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{tg} \alpha_2} = \frac{\mu_1}{\mu_2}, \tag{2}$$

care constituie teorema refracţiei liniilor de cîmp magnetic în regim cvasistaţionar la frontiera dintre cele două medii. Pe baza faptului că într-un singur punct nu pot fi două valori pentru μ, trecerea din mediul 1 în mediul 2 se face printr-o pătură de tranziţie de grosime microscopică Δ (fig. 1).

La contact magnetic închis pentru cele două piese polare (medii feromagnetice), putem avea $\mu_1 = \mu_2$ sau $\mu_1 \neq \mu_2$, iar la contact magnetic deschis $\mu_{Fe} \gg \mu_{Aer} = \mu_0$.

Din relaţia (2) şi ipotezele $B_{n1} = B_{n2}$ şi $H_{t1} = H_{t2}$ rezultă că inducţia magnetică este

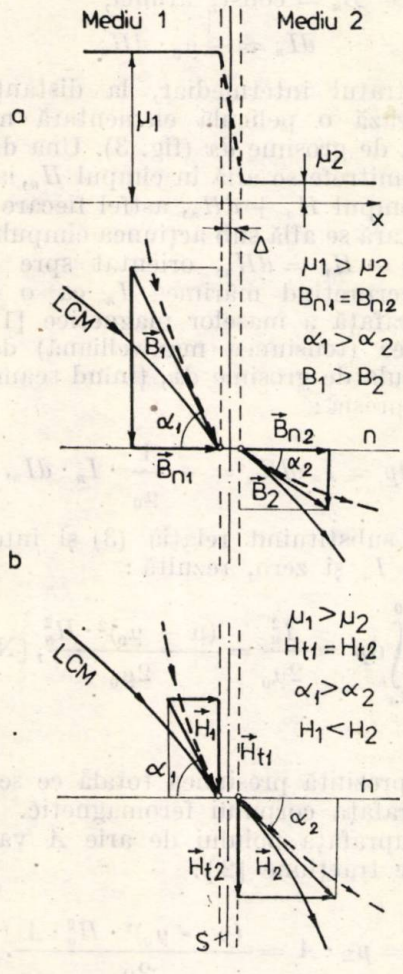


Fig. 1. Comportarea mărimilor de stare locală B și H a cîmpului magnetic la suprafața de discontinuitate (S) dintre cele două medii, în două puncte infinit vecine în ipoteza că $\mu_1 > \mu_2$ și că cele două medii feromagnetice ale unui contact magnetic închis se întrepătrund, neglijîndu-se aerul din zona de atingere : a — variația permeabilității în mediul 1, în mediul de tranziție de grosime Δ și în mediul 2 ; b— vectorii mărimilor de stare locală B și H ai cîmpului magnetic în ipoteza că nu există curenți de suprafață ; Δ — pătură de tranziție neomogenă, de dimensiuni microscopice ; LCM — linii de cîmp magnetic (incidente și refractate).

mai mare în mediul cu permeabilitatea magnetică mai mare ($B_1 > B_2$), iar intensitatea cîmpului magnetic este mai mare în mediul cu permeabilitatea magnetică mai mică ($H_2 > H_1$). Aceste concluzii sînt valabile numai cînd B și H sînt funcții de ambele componente, normale și tangențiale.

Refracția liniilor de cîmp magnetic la trecerea de la un mediu la altul este cu atît mai accentuată cu cît diferă mai mult μ_1 față de μ_2.

Funcție de valorile lui μ_1, μ_2 și unghiul de incidență (admis arbitrar α_1 sau α_2) reprezintă interes practic următoarele cazuri particulare.

1. Cazul $\mu_1 = \mu_{Fe} \gg \mu_0$, $\mu_2 = \mu_{Aer} = \mu_0$ și α_1 apropiat de $\pi/2$ este ilustrat în figura 2 a, unde se arată refracția liniilor de cîmp la o suprafață de discontinuitate netedă, cînd se neglijează stratul de tranziție. Δ.

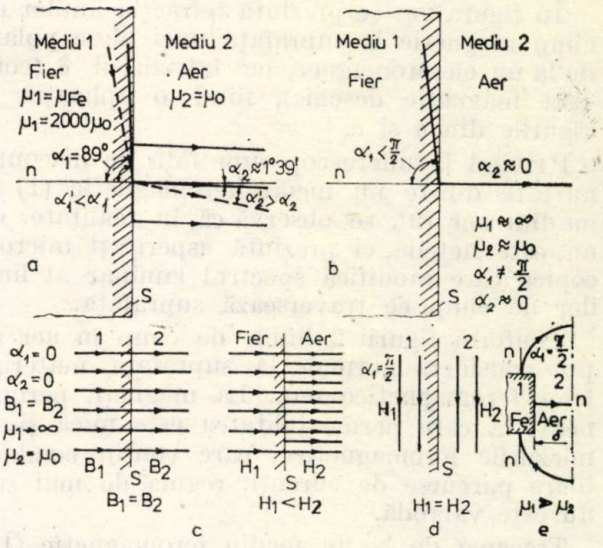


Fig. 2. Exemple de refracții de linii de cîmp magnetic la suprafețe de discontinuitate netede (se neglijează stratul Δ).

Problemă. Să se calculeze refracția liniilor de cîmp magnetic la o suprafață de discontinuitate netedă, care separă un mediu feromagnetic cu $\mu_1 = 2\,000\ \mu_0$, în ipoteza $\alpha_1 = 89°$, de mediul aer cu $\mu_2 = \mu_0$.

Rezolvare. Conform (2) rezultă $\operatorname{tg}\alpha_2 = \operatorname{tg}\alpha_1/2\,000 = 57{,}29/2\,000 = 0{,}0287$, de unde $\alpha_2 \approx \approx 1°39'$. Trasînd grafic linia de cîmp cu înclinările α_1 și α_2 (fig. 2 a), rezultă că linia de cîmp refractată în mediul aer este situată foarte aproape de normala la suprafața de discontinuitate. Utilizînd materiale feromagnetice cu permeabilitatea magnetică relativă sub 2 000, unghiul de refracție α_2' crește progresiv, linia de cîmp îndepărtîndu-se de normala la suprafață.

2. Cazul ipotetic (la miez de fier nesaturat) $\mu_1 \approx \infty$, $\mu_2 = \mu_{Aer} = \mu_0$ și $\alpha_1 < \frac{\pi}{2}$, este prezentat în figura 2 b și duce la $\alpha_2 \approx 0$, cînd linia de cîmp refractată coincide cu normala la suprafața de discontinuitate. La fier saturat corespunde un μ (static) mai redus, anulînd ipoteza $\mu \to \infty$.

3. Cazul $\mu_1 \to \infty$, $\mu_2 = \mu_{Aer} = \mu_0$ și $\alpha_1 = 0$, duce la $\alpha_2 = 0$ (fig. 2 c), cînd liniile de cîmp nu se refractă în mediul 2, rămînînd perpendiculare pe suprafața de discontinuitate și inducțiile magnetice $\vec{B}_1 = \vec{B}_2$, confundîndu-se cu componentele lor normale.

4. Cazul $\mu_1 \to \infty$, $\mu_2 = \mu_{Aer} = \mu_0$ și $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$, duce la $\vec{H}_1 = \vec{H}_2$, (fig. 2, d) intensitățile cîmpului magnetic confundîndu-se cu componentele lor tangențiale. În acest caz liniile de cîmp sînt tangente la suprafața de discontinuitate și nu se mai refractă.

În figura 2e se prezintă refracţia liniilor de cîmp magnetic la suprafaţa unei piese polare de la un electromagnet, cu întrefierul δ (contact magnetic deschis), fiind o aplicaţie la figurile din *b* şi *c*.

Privind la microscop suprafaţa de discontinuitate dintre un mediu feromagnetic (1) şi mediul aer (2), se observă că, în realitate. ea nu este netedă, ci prezintă asperităţi microscopice care modifică spectrul laminar al liniilor de cîmp ce traversează suprafaţa.

Conform figurii 2 liniile de cîmp în aer se pot considera normale la suprafaţa materialelor feromagnetice moi. La magneţii permanenţi la care permeabilitatea este mică şi la miezurile feromagnetice, care conţin conductoare parcurse de curenţi, regula de mai sus nu este valabilă.

Trecerea de la un mediu feromagnetic (1), cu permeabilitatea μ mare, la mediul aer (sau vid) (2), cu permeabilitatea μ_0, se poate admite că se face prin intermediul unui strat de frontieră, foarte subţire în care se produce *variaţia rapidă (o prăbuşire) a permeabilităţii şi componentelor normale ale intensităţii cîmpului magnetic* H_n *şi polarizaţiei magnetice* $I_n = \mu_0 M$ (M — magnetizaţia sau intensitatea de magnetizare). Astfel, în stratul intermediar mărimile de material şi cîmp μ, H_n şi I_n suferă o discontinuitate, denumită de autor *catastrofa magnetică* (sau colapsul parametrilor magnetici), iar componenta normală a inducţiei se conservă, rămînînd continuă în cele trei zone (fig. 1 şi fig. 3) $B_n = \text{const}$ [1].

Cele trei mărimi de cîmp satisfac relaţia cunoscută:

$$I_n = B_n - \mu_0 H_n = (\mu - \mu_0) H_n. \qquad (3)$$

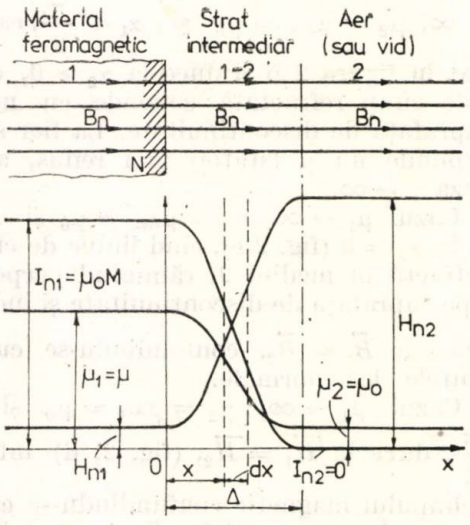


Fig. 3. Variaţia foarte rapidă a mărimilor de material şi cîmp μ, H_n şi I_n (catastrofa magnetică) în stratul de frontieră Δ dintre mediul feromagnetic şi mediul aer (sau vid).

Deoarece $B_n = \text{const}$, atunci,

$$dI_n = -\mu_0 \cdot dH_n. \qquad (4)$$

În stratul intermediar, la distanţa x, se delimitează o peliculă elementară magnetică (plană), de grosime dx (fig. 3). Una din suprafeţele limitrofe se află în cîmpul H_n, iar cealaltă în cîmpul $H_n + dH_n$, astfel fiecare peliculă elementară se află sub acţiunea cîmpului ($H_n + dH_n$) $- H_n = dH_n$, orientat spre dreapta.

Interpretînd mărimea I_n ca o densitate de suprafaţă a maselor magnetice [1], atunci presiunea (tensiunea maxwelliană) dezvoltată în pelicula de grosime dx, ţinînd seama de (4), are expresia:

$$dp = I_n \cdot dH_n = -\frac{1}{\mu_0} \cdot I_n \cdot dI_n, \qquad (5)$$

în care substituind relaţia (3) şi integrînd în limitele I_n şi zero, rezultă:

$$p_\Sigma = \int_{I_n}^{0} dp = \frac{I_n^2}{2\mu_0} = \frac{(\mu - \mu_0)^2 \cdot H_n^2}{2\mu_0}, \; [\mathrm{N \cdot m^{-2}}], \qquad (6)$$

care reprezintă presiunea totală ce se exercită pe suprafaţa corpului feromagnetic.

Pe suprafaţa polului de arie A va acţiona forţa de tracţiune [2]:

$$F = p_\Sigma \cdot A = \frac{(\mu - \mu_0)^2 \cdot H_n^2 \cdot A}{2\mu_0}. \; [\mathrm{N}] \qquad (7)$$

Circuitul magnetic al electromagneţilor se execută, de obicei, din oţel moale la care $\mu \gg \mu_0$ şi deci (7) devine:

$$F = \frac{B_n^2 \cdot A}{2\mu_0}, \; [\mathrm{N}]. \qquad (8)$$

în care B_n în T, A în $\mathrm{m^2}$ şi $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ $\mathrm{H.m^{-1}}$. În cazul a doi poli opuşi F reprezintă forţa de atracţie exercitată asupra polilor prin perechea de forţe simultane acţiune-reacţiune.

La contact magnetic închis solicitarea de atracţie a polilor are valoarea cea mai mare, numită *forţă portantă*. Cîmpul magnetic în întrefierul tehnologic în acest caz se consideră practic uniform şi $B_n = B$.

Notînd în relaţia (8) $B_n = B$ şi $B^2/2\mu_0 = p_m(B)$, în care $p_m(B)$ este presiunea magnetică portantă, care poate fi determinată dintr-un tabel, funcţie de B şi dîndu-se F şi B, se poate calcula aria suprafeţei polare $A = F/p_m$.

Datorită neregularităţilor de prelucrare (plus acoperirile anticorosive) suprafeţele de contact ale polilor nu aderă complet, stabilindu-se în

suprafaţa de discontinuitate un întrefier tehnologic, care la poli rectificaţi se consideră cca. $\delta_t = 0{,}05$ mm. În figura 4 se prezintă variaţia probabilă a permeabilităţii magnetice în contactul magnetic la poziţia închis şi deschis.

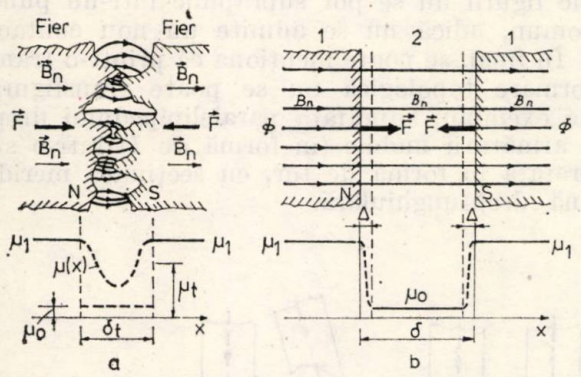


Fig. 4. Variaţia permeabilităţii magnetice într-un contact magnetic cu neregularităţi de prelucrare pe suprafeţele polare: a — contact magnetic închis; b — contact magnetic deschis.

Astfel, la contact închis în stratul intermediar, determinat de întrefierul tehnologic (δ_t), permeabilitatea magnetică poate lua o valoare medie μ_t, care în raport cu μ_{Fe} şi μ_0 satisface inegalitatea $\mu_{Fe} > \mu_t > \mu_0$. La electromagneţii de acţionare μ_t poate varia la fiecare impact al polilor, datorită deformaţiilor permanente suferite de material, în procesul închiderii contactelor magnetice ale circuitului magnetic.

3. Aspecte topologice ale contactelor magnetice

După cum se ştie topologia este o formă de geometrie care se ocupă cu studiul proprietăţilor topologice ale figurilor (mulţimilor de puncte) şi ale funcţiilor foarte generale. Topologia, ca tip de reprezentare geometrică, se poate utiliza cu mare succes în aplicaţiile tehnice pentru relevarea mai sugestivă a unor structuri cu configuraţii geometrice complexe, şi, de asemenea, pentru consideraţii geometrice cantitative.

Astfel, sub aspect topologic configuraţiile geometrice ale cîmpurilor magnetice şi ale pieselor polare de contact, se pot considera submulţimi ale dreptei, planului, sau spaţiului euclidian.

În domeniul electromagneţilor există o mare varietate de circuite magnetice, înlănţuite cu circuite electrice, interesînd din punct de vedere geometric condiţiile de echivalenţă ale acestor corpuri (mulţimi).

Astfel, două mulţimi de puncte $X \subset R^m$ şi $Y \subset R^n$ (în care R^m şi R^n sînt mulţimile m-uplelor şi n-uplelor de numere reale) se numesc *echivalente topologice sau omeomorfe*, dacă există o bijecţie (aplicaţie biunivocă) $f : X \to Y$, astfel încît atît funcţia f, cît şi funcţia inversă f^{-1}: $Y \to X$ să fie continue. O asemenea funcţie f se numeşte *aplicaţie topologică sau omeomorfism.*

Referindu-ne la electromagneţi (care implică contacte magnetice), circuitele lor magnetice, de regulă, au forma constructivă asemănătoare literelor latine mari (tip Gill Sans — monotype), de exemplu E, I, U etc. Astfel, segmentele de circuit magnetic de forma I şi U sînt *omeomorfe* între ele, dar acestea nu sînt omeomorfe cu segmentele de circuit de forma E.

În figura 5 se prezintă exemple de circuite şi contacte magnetice folosite frecvent la electromagneţii de acţionare ai contactoarelor electromagnetice de curent alternativ. Luînd în consideraţie separat forma exterioară a corpurilor, relevată de suprafaţa de frontieră dintre fier şi aer, armătura fixă de tip *E* nu este omeomorfă cu armătura mobilă de tip *I*. Punînd în contact cele două armături, prin anularea întrefierului ($\delta \approx 0$) rezultă o configuraţie geometrică de circuit magnetic (comparabilă topologic cu litera *B* sau cifra 8), care este omeomorfă cu un corp de forma unui tor dublu (dreptunghiular).

Anularea întrefierului dintre cele două armături înseamnă, din punct de vedere mecanic (şi geometric), realizarea unui *contact magnetic* (fig. 5 *d*), formîndu-se un singur şi nou corp geometric: circuitul magnetic închis, omeomorf cu torul dublu.

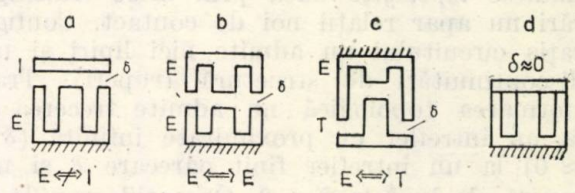


Fig. 5. Exemple de echivalenţă topologică (omeomorfism) între diferite forme uzuale de armături fixe şi mobile la electromagneţii de curent alternativ (monofazat).

În lucrarea „Noile elemente ale geometriei", N. I. Lobacevski referindu-se la unele noţiuni de bază ale topologiei (contact, aderenţă, vecinătate, proximitate infinită ($\delta \approx 0$), precum şi noţiunea de secţiune a unui corp), ilustrează: „*Contactul* este o proprietate distinctivă a corpurilor şi le dă denumirea de *geometrice*, dacă păstrăm această proprietate a lor şi facem abstracţie de toate celelalte proprietăţi, fie ele esenţiale, fie accidentale" şi în continuare exemplifică: „Două corpuri *A* şi *B*, care se află în contact formează un singur corp geometric *C* . . .". Reciproc, orice corp *C* este împărţit de o secţiune arbitrară *S* în două părţi *A* şi *B*", [4]. Astfel, N. I. Lobacevski iniţiază crearea geometriei

de la însușirile topologice ale corpurilor, definind cu ajutorul *secțiunilor și al contactelor corpurilor*, noțiunile de suprafață, curbă și punct.

În zonele polare de discontinuitate a circuitului magnetic avem numai contacte magnetice de suprafață (sau de linie la armăturile tip clapetă), deoarece în cazurile studiate la electromagneții de contactoare polii cu extremități ascuțite nu au utilitate practică (fig. 6).

Unele *transformări* ale figurilor geometrice au caracter topologic, dacă implică proprietatea de *continuitate*. Astfel, transfigurările geometrice ale unor circuite magnetice, care conservă relațiile de contact (de aderență) între diversele zone ale circuitului se numesc *transformări continue*. Aceste transformări se numesc *topologice* dacă prin orice transfigurări nu apar relații noi de contact. Configurația circuitului nu admite nici lipiri și nici discontinuități de structură (ruperi). Transformarea topologică nu admite trecerea de la un întrefier cu proximitate infinită ($\delta \approx 0$) la un întrefier finit oarecare δ și nici invers, de la δ la $\delta \approx 0$. Operațiile rapide de acționare (închidere, deschidere) la un electromagnet de contactor implică contactul și desprinderea pieselor polare, deci *transformarea bruscă a geometriei circuitului magnetic nu este nici continuă și nici topologică.*

Transformarea topologică a unei figuri geometrice, considerată ca mulțime a punctelor sale componente este evident continuă dar și biunivocă, deoarece două puncte distincte ale figurii nu se pot suprapune într-un punct comun, adică nu se admite un nou contact.

În final, se poate menționa că printr-o transformare topologică nu se poate transfigura, de exemplu, suprafața paralelipipedului drept a armăturii mobile (în formă de *I*) într-o suprafață în formă de tor, cu secțiunea meridiană dreptunghiulară.

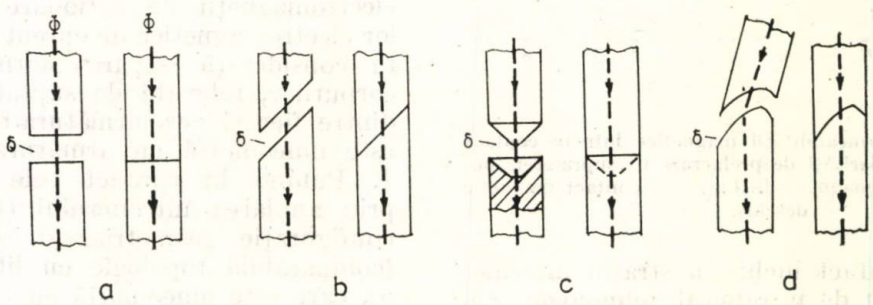


Fig. 6. Exemple de contacte magnetice de suprafață, caracteristice unor electromagneți de acționare uzuali: a — suprafață polară dreaptă; b — oblică; c — tronconică; d — curbă (profilată); δ — întrefierul la poziția deschis; Φ — fluxul magnetic.

Bibliografie

[1] *Govorkov, V. A.* Elektriceskie i magnitnîie polia. Sviazizdat, Moskva, 1951.

[2] *Timotin, A., Hortopan, V. Ifrim, A., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii. Editura did. și pedagogică, București, 1970.

[3] *Chinn. W. G., Steenrod, N. E.* Introducere în topologie, (trad. din limba engleză). Editura tehnică, București, 1983.

[4] x x x Matematica. Conținutul, metodele și importanța ei. Vol. III, ed. a II-a, Editura științifică, București, 1962.

[5] *Șora, C.* Bazele electrotehnicii, Editura did. și ped. București, 1982.

[6] *Suciu, I.* Bazele echipamentelor electrice. Editura Facla, Timișoara, 1980.

C Z 621.317.335 : 537.213

STRAT DUBLU ELECTRIC
CAPACITATE DIFERENȚIALĂ
DEPENDENȚĂ DE POTENȚIALUL DE ELECTROD

Contribuții la studii privind determinarea dependenței capacității diferențiale a stratului dublu electric de potențialul de electrod

ION MITRACHE* — CLUJ-NAPOCA

În literatură [1, 2] se arată că valoarea capacității diferențiale a stratului dublu electric depinde de potențialul de electrod, fiind univoc determinată.

La măsurarea cu semnal armonic nu se poate determina dependența univocă a capacității diferențiale a stratului dublu electric de potențialul de electrod, capacitatea măsurată (care include, evident, și efectul capacității faradaice) depinzînd și de frecvența semnalului sinusoidal [1, 2].

În lucrarea de față se propun două metode pentru determinarea univocă a dependenței capacității diferențiale a stratului dublu electric de potențialul de electrod.

1. Studiu privind determinarea dependenței capacității diferențiale a stratului dublu electric de potențialul de electrod, prin metoda variației în trepte a tensiunii de electrod „măsurată"

Considerînd procesul de electrod global:

$$\text{Oxidant} + n\,e^- \rightleftarrows \text{Reducător},$$

cînd etapa lentă de transport este difuzia, relația dintre intensitatea curentului electric faradaic i_f și supratensiunea totală (η), adică tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}$ [3] este de forma [1, 4]:

$$i_f = I_0 \left\{ \frac{c_{\mathrm{Ox},s}}{C_{\mathrm{Ox},v}} \exp\left(- \frac{\alpha\, n\, F\, u_{i,s}}{RT} \right) - \right.$$

$$\left. - \frac{c_{\mathrm{Red},s}}{C_{\mathrm{Red},v}} \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, n\, F\, u_{i,s}}{RT} \right] \right\}, \qquad (1)$$

unde I_0 este intensitatea curentului de schimb ($I_0 = J_0 A$, J_0 fiind densitatea curentului de schimb și A — aria interfeței electrod/electrolit); $c_{\mathrm{Ox},s}$, $c_{\mathrm{Red},s}$ — concentrațiile reactanților la interfața electrod/electrolit; $C_{\mathrm{Ox},v}$, $C_{\mathrm{Red},v}$ — concentrațiile reactanților în faza de volum a electrolitului; α — coeficientul de transfer; n — numărul electronilor transferați în reacția de electrod; F — numărul lui Faraday; R — constanta universală a gazelor; T — temperatura absolută.

Tensiunea între electrodul de studiat și electrodul de referință (nepolarizabil) (spre exemplu, electrodul de calomel saturat), [în celula reală unde rezistența, R_0,a electrodului de studiat și electrolitului care se află între electrodul de studiat (iar în cazul unui electrod poros, evident, și rezistența electrolitului din pori) și capilara Luggin, este nenulă], se va nota cu u_m și denumi tensiune de electrod „măsurată"; valoarea acesteia la echilibru (e) este $U_{m,e}$.

Tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" $u_{i,s,m}$ este dată de relația:

$$u_{i,s,m} = u_m - U_{m,e}. \qquad (2)$$

Se consideră un punct oarecare P, de regim staționar (punct static de funcționare), căruia îi corespund mărimile: U_m, U, $U_{i,s,m}$, $U_{i,s}$, I_f; U fiind tensiunea (diferența de potențial) de electrod. Se presupune că la momentul inițial $t = 0$ se modifică, prin treapta (saltul) $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ (constant în timp) de modul mic (cîțiva mV), tensiunea de electrod „măsurată" de la valoarea U_m la $U_m + \Delta u_m = u_m$ (constantă în timp), deci, se modifică și tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" de la valoarea $U_{i,s,m}$ la $U_{i,s,m} + \Delta u_{i,s,m} = u_{i,s,m}$ (constantă în timp) (fig. 1). Corespunzător, tensiunea de electrod variază de la U la $U + \Delta u(t) = u(t)$ deoarece:

$$u_{i,s}(t) = u(t) - U_e, \qquad (3)$$

rezultă că tensiunea imprimată suplimentară variază, și anume: de la $U_{i,s}$ la:

$$U_{i,s} + \Delta u_{i,s}(t) = u_{i,s}(t). \qquad (4)$$

De asemenea, intensitatea curentului faradaic variază de la I_f la:

$$I_f + \Delta i_f(t) = i_f(t). \qquad (5)$$

În figura 1 s-a reprezentat ca axă a ordonatelor „$-u_{i,s,m}$", datorită convenției prin care $u_{i,s}$ (deci și $u_{i,s,m}$) și i_f au semne opuse (spre exemplu, pentru procesul net catodic, $u_{i,s} < 0$ și $i_f > 0$) [1, 4].

* Facultatea de tehnologie chimică, Universitatea „Babeș-Bolyai"-Cluj-Napoca.

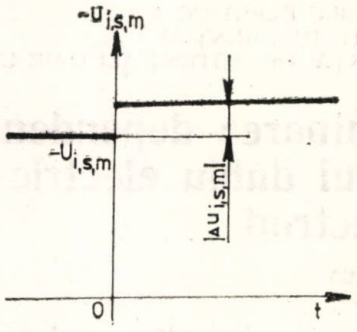


Fig. 1. Variația în trepte a tensiunii imprimate suplimentare „măsurată".

Intensitatea curentului faradaic I_f, corespunzătoare punctului P de regim staționar, este dată de relația:

$$I_f = I_0 \left\{ \frac{C_{\text{Ox}\,s}}{C_{\text{Ox},v}} \exp\left(- \frac{\alpha\, n F\, U_{i,s}}{RT} \right) - \frac{C_{Red,s}}{C_{Red,v}} \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\}. \quad (6)$$

Înlocuind (4) în (1) se obține:

$$i_f(t) = I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s}(t)}{C_{\text{Ox},v}} \left[\exp\left(- \frac{\alpha\, nF\, U_{i,s}}{RT} \right) \right] \cdot \exp\left(- \frac{\alpha\, nF\, \Delta\, u_{i,s}(t)}{RT} \right) - \frac{c_{Red.s}(t)}{C_{Red,v}} \cdot \left[\exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nF\, U_{i,s}}{RT} \right] \right] \cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha) nF\, \Delta u_{i,s}(t)}{RT} \right] \right\}. \quad (7)$$

Deoarece $|\Delta u_{i,s}(t)| \ll \frac{RT}{\alpha\, nF}$ $\left(\text{sau } \frac{RT}{(1-\alpha) nF} \right)$ la orice moment t, dezvoltînd în serie de puteri:

$$\exp\left(- \frac{\alpha\, nF \cdot \Delta u_{i,s}(t)}{RT} \right),$$

respectiv:

$$\exp\left[\frac{(1-\alpha) nF\ \Delta u_{i,s}(t)}{RT} \right],$$

neglijînd termenii dezvoltării cu excepția primilor doi, din relația (7) rezultă:

$$i_f(t) = I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s}(t)}{C_{\text{Ox},v}} \exp\left(- \frac{\alpha\ nFU_{i,s}}{RT} \right) - \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}} \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\} -$$

$$- I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s}(t)}{C_{\text{Ox},v}} \alpha \exp\left(- \frac{\alpha\, nFU_{i,s}}{RT} \right) + \frac{c_{Red,\,s(t)}}{C_{Red,v}} (1-\alpha) \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\} \cdot \frac{nF}{RT} \Delta u_{i,s}(t). \quad (8)$$

Din relațiile (5), (6) și (8) se obține:

$$\Delta i_f(t) = I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s}(t) - C_{\text{Ox},s}}{C_{\text{Ox},v}} \exp\left(- \frac{\alpha\, nFU_{i,s}}{RT} \right) - \frac{c_{Red,s}(t) - C_{Red,s}}{C_{Red,v}} \cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\} -$$

$$- I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s}(t)}{C_{\text{Ox},v}} \alpha \exp\left(- \frac{\alpha\, nFU_{i,s}}{RT} \right) + \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}} (1-\alpha) \cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha)\, nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\} \cdot \frac{nF}{RT} \cdot \Delta u_{i,s}(t). \quad (9)$$

Relația (9) pune în evidență că dipolul echivalent variației curentului faradaic (DEVCF) este caracterizat de o conductanță faradaică (de polarizări, neohmică), pentru variații, variabilă în timp.

Dependenței mărimii i_f de $u_{i,s}$, date de relația (1), i se poate asocia, într-un punct de funcționare oarecare, $M(u_{i,s,M}\ i_{f,M})$ [care poate fi $P(U_{i,s}, I_f)$ sau un punct de difuzie nestaționară (la $t > 0$)], o conductanță diferențială (dinamică) faradaică (de polarizări, neohmică) $g_{d,M}$, prin relația:

$$g_{d,M} = - \left(\frac{\partial i_f}{\partial u_{i,s}} \right)_{u_{i,s} \to u_{i,s,M}}. \quad (10)$$

Din relațiile (1) și (10) rezultă:

$$g_{d,M} = I_0 \left\{ - \frac{1}{C_{\text{Ox},v}} \left(\frac{\partial c_{\text{Ox},s}}{\partial u_{i,s}} \right)_{u_{i,s} \to u_{i,s,M}} \cdot \exp\left(- \frac{\alpha\, nFu_{i,s,M}}{RT} \right) + \frac{1}{C_{Red,v}} \left(\frac{\partial c_{Red,s}}{\partial u_{i,s}} \right)_{u_{i,s} \to u_{i,s,M}} \cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha)\ nFu_{i,s,M}}{RT} \right] \right\} + I_0 \left\{ \frac{c_{\text{Ox},s,M}}{C_{\text{Ox},v}} \alpha. \right.$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{\alpha n F u_{i,s,M}}{RT}\right) + \frac{c_{Red,s,M}}{C_{Red,v}}(1-\alpha).$$

$$\cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha) n F u_{i,s,M}}{RT}\right]\Bigg\} \frac{nF}{RT}. \quad (11)$$

În cazul particular, cînd punctul M este în $P(U_{i,s}, I_f)$, notînd conductanţa diferenţială faradaică cu g_d, împărţind ambii membri ai relaţiei (9) cu „$-\Delta u_{i,s}$" şi notînd raportul comun (dimensiune de conductanţă) cu g, se obţine:

$$\lim_{\Delta u_{i,s} \to 0} g = g_d. \quad (12)$$

$$(u_{i,s} \to U_{i,s}).$$

Corespunzător conductanţelor g, $g_{d,M}$, g_d se introduc rezistenţele:

$$r = \frac{1}{g} = -\frac{\Delta u_{i,s}}{\Delta i_f}, \quad r_{d,M} = \frac{1}{g_{d,M}} =$$

$$= -\left(\frac{\partial u_{i,s}}{\partial i_f}\right)_{i_f \to i_{f,M}}, \quad r_d = \frac{1}{g_d} = -\left(\frac{\partial u_{i,s}}{\partial i_f}\right)_{i_f \to I_f};$$

este evident că: $\lim r = r_d$.

$$\Delta i_f \to 0$$

$$(i_f \to I_f).$$

La aplicarea treptei $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ în punctul P de regim staţionar, intensitatea curentului de încărcare a stratului dublu electric (curent nefaradaic) variază de la $I_C(=0)$ la:

$$I_C + \Delta i_C(t) = i_C(t). \quad (13)$$

Variaţia $\Delta i_C(t)$ este dată de relaţia:

$$\Delta i_C(t) = -C\frac{d(\Delta u_{i,s}(t))}{dt} = -C\frac{d(\Delta u(t))}{dt} =$$

$$= -C\frac{du_{i,s}(t)}{dt} = -C\frac{du(t)}{dt}, \quad (14)$$

unde C este capacitatea diferenţială a stratului dublu electric, în punctul de funcţionare P.

La momentul iniţial, $t = 0$, :

$$\Delta u_{i,s}(0) = \Delta u(0) = 0. \quad (15)$$

La aplicarea treptei $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ în punctul P de regim staţionar, intensitatea curentului total variază de la $I(=I_f)$ la:

$$I + \Delta i(t) = i(t). \quad (16)$$

Intensitatea curentului total, $i(t)$, este dată de relaţia:

$$i(t) = i_f(t) + i_C(t), \quad (17)$$

iar variaţia $\Delta i(t)$ de:

$$\Delta i(t) = \Delta i_f(t) + \Delta i_C(t). \quad (18)$$

Circuitul echivalent al electrodului, pentru variaţii, este reprezentat în figura 2; rezistenţa (ohmică) R_0 este considerată, evident, liniară şi invariabilă în timp.

Din figura 2 rezultă:

$$-\Delta u_{i,s}(t) + R_0 \Delta i(t) = -\Delta u_{i,s,m}. \quad (19)$$

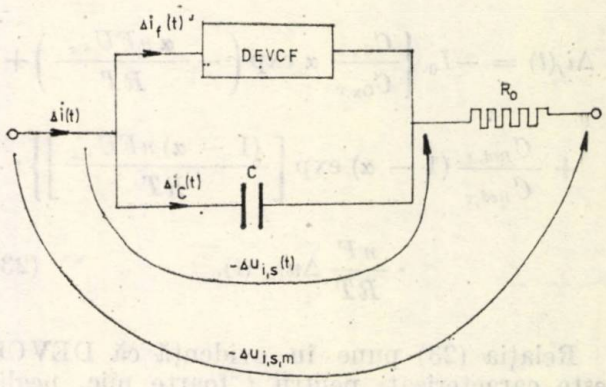


Fig. 2. Circuitul echivalent al electrodului, pentru variaţii.

Din relaţiile (9), (14), (18) şi (19) se obţine:

$$R_0 C\frac{d(\Delta i(t))}{dt} + \Bigg\{1 + R_0 I_0 \frac{nF}{RT}\Bigg\{\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}}\alpha \cdot$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{\alpha n F U_{i,s}}{RT}\right) + \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}}(1-\alpha) \cdot$$

$$\cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha) nF U_{i,s}}{RT}\right]\Bigg\}\Bigg\}\Delta i(t) =$$

$$= I_0\Bigg\{\frac{c_{Ox,s}(t) - C_{Ox,s}}{C_{Ox,v}}\exp\left(-\frac{\alpha n F U_{i,s}}{RT}\right) -$$

$$-\frac{c_{Red,s}(t) - C_{Red,s}}{C_{Red,v}}\exp\left[\frac{(1-\alpha) nF U_{i,s}}{RT}\right]\Bigg\} -$$

$$-I_0\frac{nF}{RT}\Bigg\{\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}}\alpha\exp\left(-\frac{\alpha n F U_{i,s}}{RT}\right) +$$

$$+\frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}}(1-\alpha) \cdot$$

$$\cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha) nF U_{i,s}}{RT}\right]\Bigg\}\Delta u_{i,s,m}. \quad (20)$$

Ecuaţia diferenţială (20) s-ar putea rezolva, pentru $(\forall)\ t \geqslant 0$, corelînd-o cu ecuaţiile ce dau dependenţa de timp a mărimilor $c_{Ox,s}(t)$ şi $c_{Red,s}(t)$ obţinute cu ajutorul celei de a doua

legi a lui Fick, în cazul concret de difuzie (condiţii iniţială şi la limită). Totuşi, pentru t foarte mic (spre exemplu, $t < 10^{-5}$s), se poate neglija efectul difuziei nestaţionare, în care caz:

$$c_{Ox,s}(t) \simeq C_{Ox,s} \tag{21}$$

şi:

$$c_{Red,s}(t) \simeq {}_{Red,s}. \tag{22}$$

Înlocuind (21) şi (22) în (9) se obţine:

$$\Delta i_f(t) = -I_0 \left\{ \frac{C_{Ox,s}}{C_{Ox,v}} \alpha \exp\left(-\frac{\alpha nFU_{i,s}}{RT} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{C_{Red,s}}{C_{Red,v}} (1-\alpha) \exp\left[\frac{(1-\alpha) nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\} \cdot$$

$$\cdot \frac{nF}{RT} \Delta u_{i,s}(t). \tag{23}$$

Relaţia (23) pune în evidenţă că DEVCF este caracterizat, pentru t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare, de o conductanţă faradaică, pentru variaţii, liniară şi invariabilă în timp, G, dată de relaţia:

$$G = -\frac{\Delta i_f(t)}{\Delta u_{i,s}(t)} = I_0 \frac{nF}{RT} \left\{ \frac{C_{Ox,s}}{C_{Ox,v}} \alpha \cdot \right.$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{\alpha nFU_{i,s}}{RT} \right) + \frac{C_{Red,s}}{C_{Red,v}} \cdot$$

$$\left. \cdot (1-\alpha) \exp\left[\frac{(1-\alpha) nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\}. \tag{24}$$

Din relaţiile (6) şi (24) se obţine:

$$G = \frac{nF}{RT} \left\{ \alpha I_f + I_0 \frac{C_{Red,s}}{C_{red,v}} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \exp\left[\frac{(1-\alpha) nFU_{i,s}}{RT} \right] \right\}. \tag{25}$$

Se specifică faptul că valorile instantanee (totale) $i_f(t)$ şi „$-u_{i,s}(t)$" nu sînt, în general, direct proporţionale, nici în cazul t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare; acest fapt rezultă prin înlocuirea relaţiilor (4), (21) şi (22) în (8).

Notînd cu G_d conductanţa diferenţială faradaică corespunzătoare punctului de funcţionare $P(U_{i,s}, I_f)$, în cazul neglijării efectului difuziei nestaţionare (la t foarte mic), folosind relaţia obţinută din (11) în cazul particular al punctului P, în care se înlocuiesc relaţiile (21), (22), şi comparînd cu (24) se obţine:

$$G_d = G. \tag{26}$$

Corespunzător conductanţelor G, G_d se introduc rezistenţele: $R_f = \frac{1}{G}$, $R_d = \frac{1}{G_d}$; este evident că $R_f = R_d$.

Semnificaţia geometrică a mărimii $G_d (= G)$, respectiv $R_d (= R_f)$, constă în coeficientul unghiular al tangentei duse, în punctul $P_{c.p}$ $(-U_{i,s}, I_f)$, la curba de polarizare (ridicată prin diferite puncte de regim staţionar) $i_f = i_f(-u_{i,s})$, respectiv $-u_{i,s} = -u_{i,s}(i_f)$.

Pentru t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare, din relaţiile (20), (21), (22) şi (24) se obţine:

$$R_0 C \frac{\mathrm{d}(\Delta i(t))}{\mathrm{d}t} + (1 + R_0 G) \cdot \Delta i(t) = -G \cdot \Delta u_{i,s,m}. \tag{27}$$

Ecuaţia diferenţială (27) este liniară, neomogenă, cu coeficienţi constanţi.

La momentul iniţial $t = 0$, din relaţia (19) rezultă:

$$-\Delta u_{i,s}(0) + R_0 \cdot \Delta i(0) = -\Delta u_{i,s,m}. \tag{28}$$

Din relaţiile (15) şi (28) se obţine:

$$\Delta i(0) = -\frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0}. \tag{29}$$

Folosind condiţia iniţială (29), soluţia generală a ecuaţiei diferenţiale (27) are forma:

$$\Delta i(t) = -\frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0 + \frac{1}{G}} \left[1 + \frac{1}{R_0 G} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \exp\left(-\frac{1 + R_0 G}{R_0 C} t \right) \right]. \tag{30}$$

Mărimea $\Delta i(t)$ este dată de relaţia (30) pentru $t \geqslant 0$, t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare.

Deoarece $\frac{1}{G} = R_f$, relaţia (30) se mai scrie:

$$\Delta i(t) = -\frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0 + R_f} \left[1 + \frac{R_f}{R_0} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \exp\left(-\frac{R_f + R_0}{R_f R_0 C} t \right) \right]. \tag{31}$$

Înlocuind (30) în (16) se obţine:

$$i(t) = I - \frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0 + \frac{1}{G}} \left[1 + \frac{1}{R_0 G} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \exp\left(-\frac{1 + R_0 G}{R_0 C} t \right) \right]. \tag{32}$$

Intensitatea curentului total $i(t)$ se oscilografiază (fig. 3).

Din relaţia (30) (sau (32)), pentru $t = 0$, se obţine :

$$R_0 = -\frac{\Delta u_{i,s\,m}}{\Delta i(0)} = -\frac{\Delta u_m}{\Delta i(0)} = \frac{|\Delta u_{i,s,m}|}{|\Delta i(0)|} = \frac{|\Delta u_m|}{\Delta i|(0)|}, \quad (33)$$

relaţia ce rezultă şi, direct, din (29).

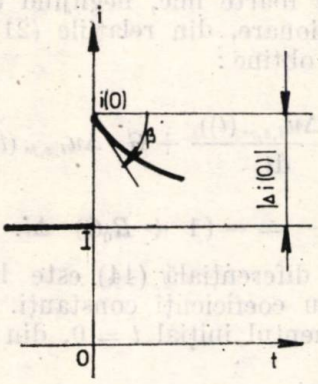


Fig. 3. Curba $i - t$ obţinută prin oscilografiere.

În relaţia (33) mărimile $\Delta u_{i,s,m}(= \Delta u_m)$ şi $\Delta i(0)$ au, evident, semne opuse [în exemplul din fig. 1 şi 3, $\Delta u_{i,s,m} < 0$, $(-\Delta u_{i,s,m} > 0)$, şi $\Delta i(0) > 0$].

Rezistenţa (ohmică) R_0 se calculează cu relaţia (33); se cunoaşte treapta aplicată de modul $|\Delta u_{i,s,m}|$ $(= |\Delta u_m|)$ (fig. 1), iar $|\Delta i(0)|$ se determină din oscilograma $i - t$ (fig. 3).

Folosind relaţia (32) rezultă:

$$\frac{\mathrm{d}\,i(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}(\Delta i(t))}{\mathrm{d}t} = \frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0^2 C} \exp\left(-\frac{1+R_0 G}{R_0 C}\,t\right). \quad (34)$$

Folosind relaţia (34), pentru $t \searrow 0$, se obţine :

$$C = \frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0^2 \left(\dfrac{di(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} = \frac{\Delta u_m}{R_0^2 \left(\dfrac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} =$$

$$= \frac{|\Delta u_{i,s,m}|}{R_0^2 \left|\left(\dfrac{di(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|} = \frac{\Delta u_m}{R_0^2 \left|\left(\dfrac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|}. \quad (35)$$

În relaţia (35) mărimile $\Delta u_{i,s,m}(= \Delta u_m)$ şi $\left(\dfrac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}$ au, evident, acelaşi semn [în exemplul din figurile 1 şi 3, $\Delta u_{i,s,m} < 0$ şi :

$$\left(\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}} \overset{\wedge}{=} \mathrm{tg}\beta < 0, \left(\beta < 0, |\beta| < \frac{\pi}{2}\right)\Big].$$

Capacitatea diferenţială C a stratului dublu electric, în punctul de funcţionare P, se calculează cu relaţia (35); $\left|\left(\dfrac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|$ se determină din oscilograma $i - t$ (fig. 3).

Deoarece rezistenţa R_0 este liniară şi invariabilă în timp, din relaţia (19) se obţine :

$$-u_{i,s}(t) + R_0 i(t) = -u_{i,s,m}. \quad (36)$$

Folosind relaţiile obţinute din (2), (3), (36) scrise pentru punctul P de regim staţionar şi $U_e = U_{m,e}$, $(I_e = 0)$, rezultă :

$$U = U_{i,s,m} + U_{m,e} + R_0 I = U_m + R_0 I. \quad (37)$$

Tensinea de electrod U corespunzătoare punctului de funcţionare P, se calculează cu relaţia (37) în care se consideră $I(= I_f) > 0$ pentru curent net catodic, $I < 0$ pentru curent net anodic ; I şi U_m (sau $U_{i,s,m}$ şi $U_{m,e}$) se măsoară.

Aplicînd relaţiile (35) şi (37) în diferite puncte de funcţionare (P) se poate reprezenta grafic dependenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de tensiunea de electrod.

Se menţionează că valoarea rezistenţei R_0 trebuie calculată la aplicarea fiecărei trepte $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ (în fiecare punct de funcţionare, P), deoarece este posibil ca poziţia capilarei Luggin să se schimbe în intervalul de timp dintre momentele în care se aplică două trepte oarecare.

Potenţialul de electrod V (în scara electrodului normal de hidrogen), corespunzător punctului de funcţionare P, se calculează cu relaţia :

$$V = V_{ER} + U, \quad (38)$$

unde V_{ER} este potenţialul electrodului de referinţă utilizat la măsurători (spre exemplu, pentru electrodul de calomel saturat, la temperatura de 25°C, $V_{ECS} = 0{,}2444$ volţi [2]).

Se poate reprezenta grafic, ca şi mai înainte, dependenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de potenţialul de electrod.

2. Studiu privind deteminarea dependenţei capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de potenţialul de electrod, prin metoda variaţiei în trepte a curentului total

Se presupune că la momentul iniţial $t = 0$ se modifică, prin treapta (saltul) Δi (constant în timp) aplicată într-un punct oarecare

P de regim staţionar, în condiţii de semnal mic ca în metoda anterioară, intensiatea curentului total de la valoarea I la $I + \Delta i = i$ (constantă în timp) (fig. 4).

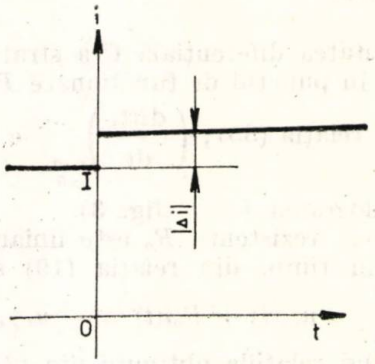


Fig. 4. Variaţia în trepte a intensităţii curentului total.

Spre deosebire de metoda anterioară, în cazul de faţă $\Delta u_{i,s,m}(t) = \Delta u_m(t)$ variază, evident, în timp.
Deoarece :

$$u_{i,s,m}(t) = U_{i,s,m} + \Delta u_{i,s,m}(t) \tag{39}$$

şi :

$$u_m(t) = U_m + \Delta u_m(t), \tag{40}$$

rezultă că mărimile $u_{i,s,m}(t)$ şi $u_m(t)$ variază în timp.

În cazul metodei de faţă, relaţiile corespunzătoare lui (18), respectiv (19) se scriu :

$$\Delta i = \Delta i_f(t) + \Delta i_C(t), \tag{41}$$

respectiv :

$$-\Delta u_{i,s}(t) + R_0 \cdot \Delta i = -\Delta u_{i,s,m}(t). \tag{42}$$

Din relaţiile (9), (14), (41) şi (42) se obţine :

$$C\frac{\mathrm{d}(\Delta u_{i,s,m}(t))}{\mathrm{d}t} + I_0\frac{nF}{RT}\left\{\frac{c_{\mathrm{Ox},s}(t)}{C_{\mathrm{Ox},v}}\alpha\cdot\exp\left(-\frac{\alpha nFU_{i,s}}{RT}\right) + \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}}(1-\alpha)\cdot\exp\left[\frac{(1-\alpha)nFU_{i,s}}{RT}\right]\right\}\cdot\Delta u_{i,s,m}(t) =$$

$$= I_0\left\{\frac{c_{\mathrm{Ox},s}(t) - C_{\mathrm{Ox},s}}{C_{\mathrm{Ox},v}}\exp\left(-\frac{\alpha n FU_{i,s}}{RT}\right) - \frac{c_{Red,s}(t) - C_{Red,s}}{C_{Red,v}}\exp\left[\frac{(1-\alpha)nFU_{i,s}}{RT}\right]\right\} -$$

$$-\left\{1 + R_0 I_0\frac{nF}{RT}\left\{\frac{c_{\mathrm{Ox},s}(t)}{C_{\mathrm{Ox},v}}\alpha\cdot\exp\left(-\frac{\alpha n FU_{i,s}}{RT}\right) + \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}}(1-\alpha)\cdot\exp\left[\frac{(1-\alpha)nFU_{i,s}}{RT}\right]\right\}\right\}\Delta i. \tag{43}$$

Ca şi ecuaţia (20), ecuaţia diferenţială (43) s-ar putea rezolva, pentru $(\forall)t \geqslant 0$, corelînd-o cu ecuaţiile ce dau dependenţa de timp a mărimilor $c_{\mathrm{Ox},s}(t)$ şi $c_{Red,s}(t)$ obţinute cu ajutorul celei de a doua legi a lui Fick, în cazul concret de difuzie (condiţie iniţială şi la limită).

Pentru t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare, din relaţiile (21), (22), (24) şi (43) se obţine :

$$C\frac{\mathrm{d}(\Delta u_{i,s,m}(t))}{\mathrm{d}t} + G\cdot\Delta u_{i,s,m}(t) = -(1 + R_0 G)\cdot\Delta i. \tag{44}$$

Ecuaţia diferenţială (44) este liniară, neomogenă, cu coeficienţi constanţi.

La momentul iniţial $t = 0$, din relaţia (42) rezultă :

$$-\Delta u_{i,s}(0) + R_0\cdot\Delta i = -\Delta u_{i,s,m}(0). \tag{45}$$

Din relaţiile (15) şi (45) se obţine :

$$\Delta u_{i,s,m}(0) = -R_0\cdot\Delta i. \tag{46}$$

Folosind condiţia iniţială (46), soluţia generală a ecuaţiei diferenţiale (44) are forma :

$$\Delta u_{i,s,m}(t) = -R_0\cdot\Delta i - \frac{\Delta i}{G}\cdot\left[1 - \exp\left(-\frac{G}{C}t\right)\right]. \tag{47}$$

Mărimea $\Delta u_{i,s,m}(t)$ este dată de relaţia (47) pentru $t \geqslant 0$, t foarte mic, neglijînd efectul difuziei nestaţionare.

Deoarece $\frac{1}{G} = R_f$, relaţia (47) se mai scrie :

$$\Delta u_{i,s,m}(t) = -R_0\Delta i - R_f\cdot\Delta i\cdot\left[1 - \exp\left(-\frac{1}{R_f C}t\right)\right]. \tag{48}$$

Din relaţiile (39) şi (47) se obţine :

$$-u_{i,s,m}(t) = -U_{i,s,m} + R_0\cdot\Delta i + \Delta i\left[1 - \exp\left(-\frac{G}{C}t\right)\right]. \tag{49}$$

Se oscilografiază „$-u_{i,s,m}(t)$" (fig. 5) (sau „$-u_m(t)$").

Din relaţia (47) sau (49), pentru $t = 0$, se obţine:

$$R_0 = -\frac{\Delta u_{i,s,m}(0)}{\Delta i} = -\frac{\Delta u_m(0)}{\Delta i} =$$

$$= \frac{|\Delta u_{i,s,m}(0)|}{|\Delta i|} = \frac{|\Delta u_m(0)|}{|\Delta i|}, \qquad (50)$$

relaţie ce rezultă şi, direct, din (46).

În relaţia (50) mărimile $\Delta u_{i,s,m}(0)$, $(=\Delta u_m(0))$, şi Δi au, evident, semne opuse [în exemplul din figurile 4 şi 5, $\Delta i > 0$ şi $\Delta u_{i,s,m}(0) < 0$,$(-\Delta u_{i,s,m}(0) > 0)$].

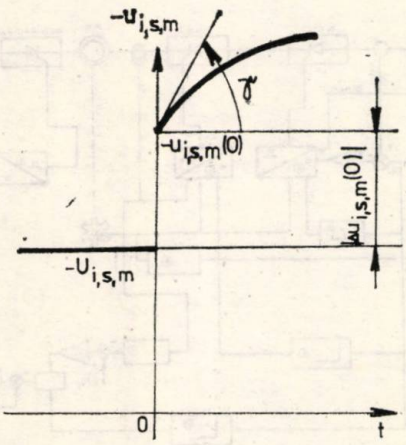


Fig. 5. Curba „$-u_{i,s,m}$" $\div t$ obţinută prin oscilografiere.

Rezistenţa (ohmică) R_0 se calculează cu relaţia (50); se cunoaşte treapta aplicată de modul $|\Delta i|$ (fig. 4), iar $|\Delta u_{i,s,m}(0)|$ se determină din oscilograma „$-u_{i,s,m}$" $\div t$ (fig. 5).

Folosind relaţia (49) rezultă:

$$\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt} = \frac{d(-\Delta u_{i,s,m}(t))}{dt} = \frac{\Delta i}{C} \cdot$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{G}{C}t\right). \qquad (51)$$

Folosind relaţia (51), pentru $t \searrow 0$, se obţine:

$$C = \frac{\Delta i}{\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} = \frac{\Delta i}{\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} =$$

$$= \frac{|\Delta i|}{\left|\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|} = \frac{|\Delta i|}{\left|\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|}. \qquad (52)$$

În relaţia (52) mărimile Δi şi:

$$\left(\frac{d(-u_{t,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}, \left(=\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right),$$

au, evident, acelaşi semn [în exemplul din figurile 4 şi 5, $\Delta i > 0$ şi $\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}} \overset{\wedge}{=} \overset{\wedge}{=} \operatorname{tg}\gamma > 0, \left(0 < \gamma < \frac{\pi}{2}\right)$].

Capacitatea diferenţială C a stratului dublu electric, în punctul de funcţionare P, se calculează cu relaţia (52):

$\left|\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|$ se determină din oscilograma „$-u_{i,s,m}$" $\div t$ (fig. 5).

Similar metodei anterioare, se poate reprezenta grafic dependenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric de tensiunea de electrod, respectiv de potenţialul de electrod; se aplică relaţiile (52) şi (37), R_0 fiind calculat cu (50), respectiv (38).

Bibliografie

[1] *Delahay, P., Tobias, C.W.* (Editors), Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering, **vol. 1**. Interscience, New York, London, 1961.

[2] *Oniciu, L., Constantinescu, E.* Electrochimie şi coroziune, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1982.

[3] *Mitrache, I.* E.E.A.-Electrotehnica, **31**, nr. 2, feb. 1983, p. 63.

[4] *Oniciu, L., Agachi, Ş., Boboş, L., Mitrache, I., Schmidt, E., SOÓ, A., Suciu, E., Topan, V.* Conversia electro-chimică a energiei, Editura ştiinţifică şi enciclopedică, Bucureşti, 1977.

CZ 621.313.333: 621.314.2

MOTOR SINCRON AUTOPILOTAT
CONVERTIZOR DE FRECVENȚĂ

Considerații asupra comutației motorului sincron autopilotat asociat cu convertizor de frecvență

ARMAND VOICU, DRAGOȘ KISS* – BUCUREȘTI

Sistemul de acționare al motorului sincron prezentat în figura 1, are următoarele componente:

1 — regulator de viteză;
2 — regulator de curent — stator;
3 — dispozitiv de comandă pe grilă — redresor 1;
4 — traductor de turație;
5 — traductor de poziție (pornire-frecvență joasă);
6 — dispozitiv de comandă pe grilă-ondulor 2;
7 — bloc de prag, turație limită în funcționare comutație forțată;
8 — generator de funcții pentru ondulor;
9 — generator de funcții pentru excitație;
10 — regulator de curent pentru excitație;
11 — regulator tensiune;
12 — traductor de tensiune de pe indus;
13 — dispozitiv de comandă pe grilă pentru excitație.

Schema asigură funcționarea motorului de la pornire pînă la dublul frecvenței nominale.

Motorul sincron se alimentează printr-un invertor cu comutație naturală (ondulor 2). Energia de comutație este asigurată de statorul motorului începînd de la o turație redusă. Alimentarea ondulorului se face prin circuitul intermediar de curent continuu de la redresorul comandabil cu comutație de la rețea.

Prin modificarea tensiunii de ieșire a redresorului se obține variația de turație a motorului. La turații peste 3—5% din turația nominală, ondulorul funcționează cu comutație naturală (de la mașină), energia de comutație fiind asigurată de tensiunea electromotoare indusă a motorului ce se aplică invers pe tiristorul care urmează să iasă din conducție.

De la 5% din turația nominală impulsurile de comandă pentru tiristoarele ondulorului 2 sînt sincronizate cu tensiunea statorică, unghiul de comandă fiind stabilit în poziție de invertor maxim (135° el.).

De la turația 0 și pînă la 5% din turația nominală, sistemul de tensiune al motorului nu asigură energia de comutație necesară funcționării ondulorului 2.

Sistemul de autopilotare al motorului sincron realizează prin convertizorul de frecvență trecerea curentului de pe o fază pe alta, realizînd astfel un cîmp magnetic învîrtitor. Pentru a ști cînd trebuie comandate tiristoarele s-a realizat un traductor de poziție optoelectric solidar cu axul mașinii care dă în orice moment poziția roții polare.

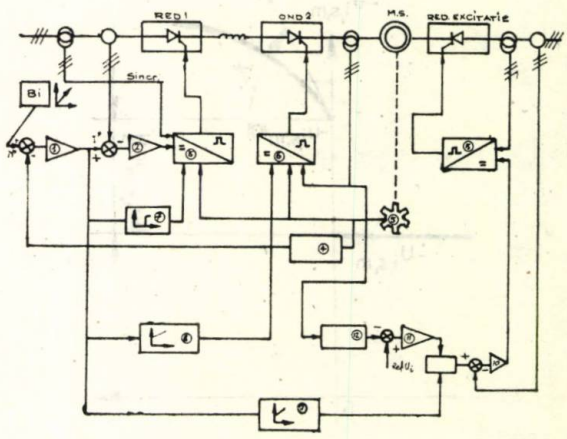


Fig. 1

Pentru a stinge tiristorul ondulorului se trece redresorul 1 în invertor în momentul comutației curentului de pe o fază pe alta, creîndu-se astfel pauze de curent în circuitul rotoric care vor închide tiristorul din brațul punții ondulorului, aflat în conducție.

Trecerea de la regimul de comutație de la redresor la regimul de comutație naturală se face la o turație prestabilită.

Se va da în continuare calculul unghiului de comutație (timpul cît două faze ale statorului sînt în scurtcircuit), al curentului de scurtcircuit (curentul de circulație care stinge tiristorul aflat anterior în conducție). Se calculează optimul unghiului de comutație la diferite frecvențe și se prezintă rezultatele experimentale care confirmă calculele făcute.

Se studiază comutația pe succesiunea din figura 2.

Pentru o mașină sincronă cu rotor asimetric, cu înfășurare de amortizare, aplicînd legea conservării fluxului și ținînd seama de aspectele calitative ale evoluției unui astfel

* Întreprinderea de montaj, service, automatizare și telecomunicații (IMSAT) — București.

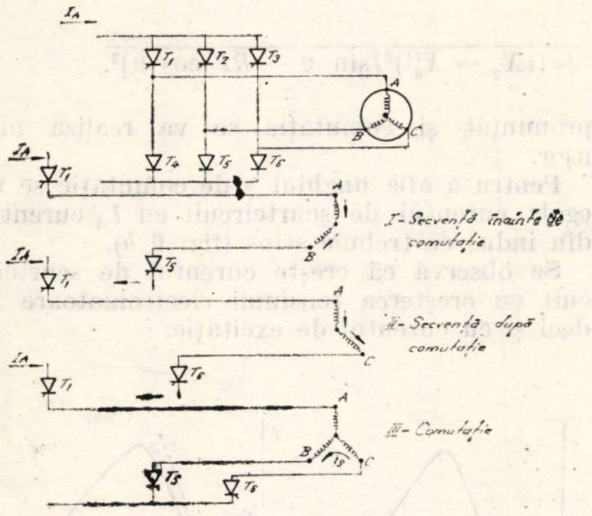


Fig. 2

de scurtcircuit descris în [1] și [2], rezultă următoarea expresie a curentului de scurtcircuit bifazic :

X'_D — reactanța tranzitorie a înfășurării de amortizare ;

R_D — rezistența înfășurării de amortizare ;

$$\theta = \omega t + \alpha, \quad \alpha = \theta_{t=0}.$$

Se remarcă componente asemănătoare cu cele de la scurtcircuitul trifazat brusc :

— componentă continuă amortizată cu constanta de timp tranzitorie a statorului, T_s ;

— componenta alternativă supratranzitorie amortizată cu constanta de timp supratranzitorie a circuitului rotoric, T''_d ;

— componenta alternativă tranzitorie amortizată cu constanta de timp tranzitorie a circuitului rotoric, T'_d ;

— componenta alternativă neamortizată.

Se observă că la $t = 0$, $i_s = 0$.

$$i_s = U\left[\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\frac{e^{-\frac{t}{T_s}}}{\sqrt{R_s^2+X''_dX''_q}}\cos(\alpha-\varphi)-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{R_s^2+X''_dX''_q}}\cdot\right.$$

$$\cdot\frac{\sqrt{X''_dX''_q}(X'_d-X''_d)e^{-\frac{t}{T''_d}}}{(X''_d+\sqrt{X''_dX''_q})X'_d+\sqrt{X''_dX''_q}}\cos(\theta-\varphi)-\frac{\sqrt{3}\sqrt{X''_dX''_q}(X_d-X''_d)e^{-\frac{t}{T'_d}}}{\sqrt{R_s^2+X''_dX''_q}(X'_d+\sqrt{X''_dX''_q})(X_d+\sqrt{X''_dX''_q})}\cos(\theta-\varphi)-$$

$$\left.-\frac{\sqrt{3}\sqrt{X''_dX''_q}}{\sqrt{R_s^2+X''_dX''_q}(X_d+\sqrt{X''_dX''_q})}\cos(\alpha-\varphi)\right],$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{X''_dX''_q}}{R_s},$$

cu :

R_s — rezistența statorică pe fază ;

X_d, X_q — reactanțele longitudinale și transversale ;

X'_d, X'_q — reactanțele longitudinale și transversale tranzitorii ;

$X''_aX''_q$ — reactanțele longitudinale și transversale supratranzitorii ;

$$T_s = \frac{\sqrt{X''_dX''_q}}{R_s};\quad T'_d = T'_{d_0}\frac{X'_d+\sqrt{X''_dX''_q}}{X_d+\sqrt{X''_dX''_q}};$$

$$T'_{d_0} = \frac{X_r}{\omega R_r};$$

X_r — reactanța tranzitorie a circuitului rotoric ;

R_r — rezistența circuitului rotoric ;

$$T''_d = T''_{d_0}\frac{X''_d+\sqrt{X''_dX''_q}}{X'_d+\sqrt{X''_dX''_q}};\quad T''_{d_0} = \frac{X'_D}{R_D};$$

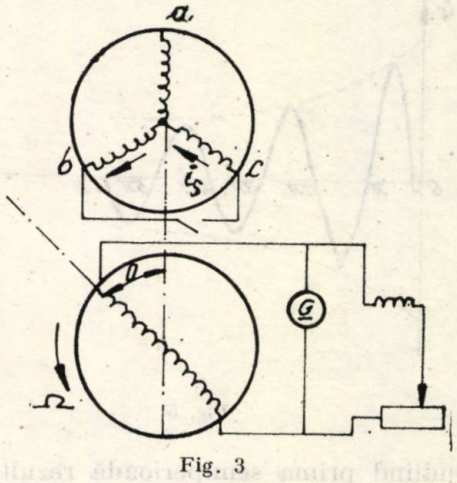


Fig. 3

Tensiunea U apare astfel :

$U = U''_s$ în perioada supratranzitorie, U'_s în perioada tranzitorie și E în regim stabilizat, unde U''_s, U'_s, și E au semnificațiile tensiunilor de conservarea fluxului rezultat în mașină, tinde să le mențină constante în momentele imediat următoare scurtcircuitului și apar în diagrama din figura 3.

Rezultă :

$$U_s'' = \sqrt{[E + RI\sin\varphi + (X_d - X_d'')[\cos\rho]^2 + [(X_q - X_q'')^2 I\sin\theta - RI\cos\theta]^2}.$$

Conform principiului de funcţionare a ansamblului, unghiul ρ dintre fazorul curentului de excitaţie şi fazorul curentului din indus este impus constant de către traductor.

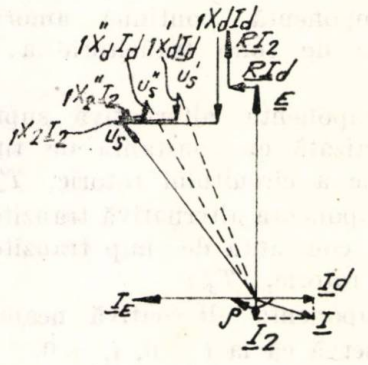


Fig. 4

Cum scurtcircuitul bifazat nu durează decît în timpul comutaţiei, adică 5° ÷ 30°, se poate considera $U = U_s''$, maşina funcţionînd în perioada supratranzitorie a curentului de scurtcircuit.

Alura unui curent de scurtcircuit pentru secvenţa de comutaţie descrisă anterior este cea din figura 5.

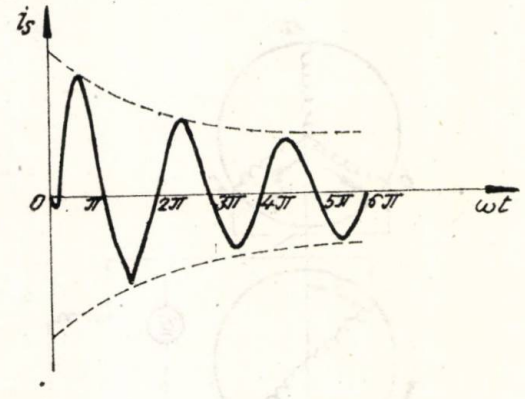


Fig. 5

Studiind prima semiperioadă rezultă următoarele observaţii :

Partea negativă din primele momente se datorează amortizării şi este componenta ce se va opune curentului ce trece prin tiristorul ce urmează să iasă din conducţie, ca în figura 6.

Cu cît înfăşurarea de amortizare va fi mai puternică, cu atît vîrful negativ va fi mai pronunţat şi comutaţia se va realiza mai uşor.

Pentru a afla unghiul γ de comutaţie se va egala curentul de scurtcircuit cu I_A curentul din indus ce trebuie stins (fig. 6 *b*).

Se observă că creşte curentul de scurtcircuit cu creşterea tensiunii electromotoare E, deci şi cu curentul de excitaţie.

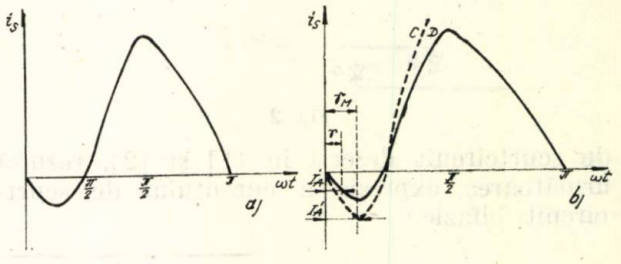


Fig. 6

Pentru a fi stins un curent $I_A' > I_A$ va trebui crescut curentul de excitaţie.

γ_M reprezintă unghiul de comutaţie pentru care cu un anumit curent de excitaţie I_E poate fi stins un curent maxim din indus.

Unghiul γ nu se poate calcula direct deoarece ar trebui rezolvată o ecuaţie transcendentă.

Se arată [3] că în cazul funcţionării cu traductor $M = 3KI_AI_E \cdot \sin\rho$.

Se elaborează un algoritm prin care pentru o frecvenţă dată se va afla cuplul maxim ce îl poate duce maşina, precum şi I_E, I_A optime.

Pentru fiecare frecvenţă :

1 — Se iniţializează $\rho = 150°$;

2 — $i_S = U_S'' \cdot J$, $\theta = \alpha + \gamma$; se află max. J şi γ pentru care are loc.

3 — Se introduce J în expresia lui U_S''.

Considerînd maşina nesaturată ($E = K \cdot f \cdot I_E$) rezultă :

$$\frac{I_E}{I_A} = \frac{I_{E\text{nom}} \cdot 50}{E_{\text{nom}} \cdot f} \cdot$$

$$\left[\sqrt{\frac{1}{J^2} - \left(\frac{f}{50}(X_q - X_q'')\sin\rho - R_s\cos\rho\right)^2} - \right.$$

$$\left. - R\sin\rho - \frac{f}{50}(X_d - X_d'')\cos\rho\right] = \frac{1}{F(f,\rho)},$$

implică : $I_A = \dfrac{I_E}{F(f,\rho)}$.

4 — Se înlocuieşte în formula cuplului şi se maximizează funcţie de ρ.
5 — Se recalculează max J, ş. a.m. d. pînă cînd $|\rho_n - \rho_{n-1}| < |°$.

Rezultă pentru fiecare frecvenţă ρ optim, M_{max} ce poate fi dus în comutaţie naturală I_A şi I_E corespunzător, precum şi γ optim.

Pentru un motor sincron cu $P_n = 3{,}2$ kW, $p = 2$, $n_n = 1\,500$ rot/min $U_n = 220$ V, $I_n = 11{,}6$ A.

$$I_{En} = 7\text{A}.$$

S-au măsurat următorii parametri:

$$X_d = 12{,}4\ \Omega,\ X'_d = 5{,}05\ \Omega,\ X''_d = 4{,}49\ \Omega,\ X_q = 7{,}6\ \Omega\ X''_q = 5{,}05\ \Omega,$$

$$R_S = 0{,}65\ \Omega,\ R_{ex} = 5\ \Omega,\ L_{ex} = 180\ \text{mH},\ T'_d = 0{,}168\ \text{s},$$

$$T''_d = 0{,}08\ \text{s},\ T'_{d0} = 0{,}465\ \text{s},\ T''_{d_0} = 0{,}086\ \text{s},$$

$$f = 50\ \text{Hz}.$$

Din algoritmul de calcul rezultă următoarea dependenţă optimă a lui ρ de frecvenţă (fig. 7).

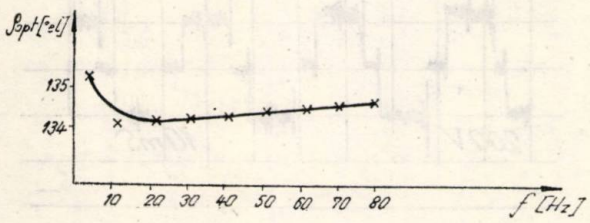


Fig. 7

Prin urmare, pentru comutaţia naturală se poate considera $\rho = 135°$ valoare constantă.

Se obţine următoarea dependenţă între curentul de excitaţie şi curentul din indus, ca în figura 8.

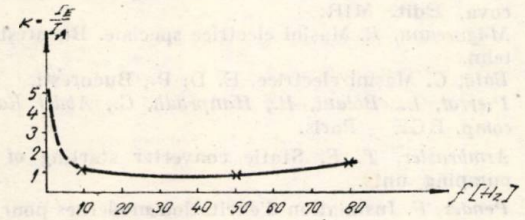


Fig. 8

Se observă că maşina funcţionează supraexcitată pentru a realiza comutaţia naturală.

Pentru fiecare frecvenţă rezultă cuplul maxim pe care îl poate duce maşina conform diagramei din figura 10.

De asemenea, rezultă şi unghiul de comutaţie optim corespunzător cuplului maxim pentru fiecare frecvenţă (fig. 9).

Pe prototipul realizat în IPB fără comanda optimală a curentului de excitaţie, cu $\rho = 135°$, valoare constantă şi considerînd diverşi curenţi de excitaţie constanţi introducînd în algorim rezultă pentru fiecare curent I_A şi pentru fiecare frecvenţă unghiul de comutaţie.

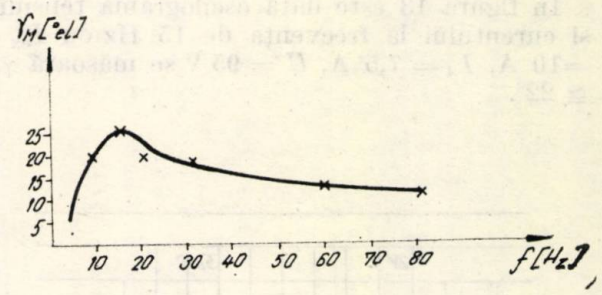


Fig. 9

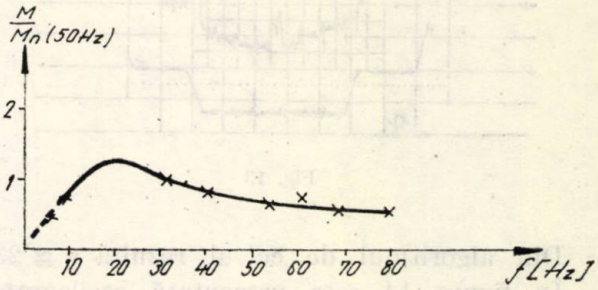


Fig. 10

În cazul acesta pentru un cuplu constant la ax $\gamma = f(I_A)$ şi $\gamma = f(f)$ au alura prezentată în figurile 11, 12, rezultate în concordanţă cu măsurătorile efectuate în sistem.

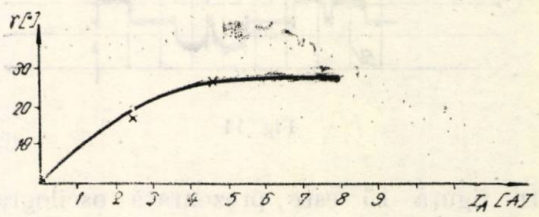


Fig. 11

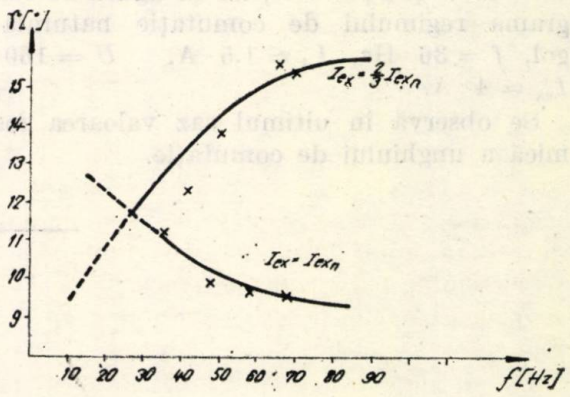


Fig. 12

În figura 13 este dată oscilograma tensiunii și curentului la frecvența de 15 Hz cu $I_{ex} = 10$ A, $I_A = 7{,}5$ A, $U = 95$ V se măsoară $\gamma \cong 22°$.

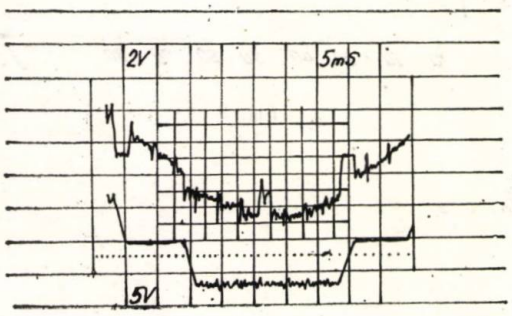


Fig. 13

Din algoritmul de calcul rezultă $\gamma \cong 23°$.

În figura 14 este prezentată oscilograma regimului de comutație forțată pentru pocnire la $f = 6{,}6$ Hz, $I_A = 6$ A, $U = 71$ V.

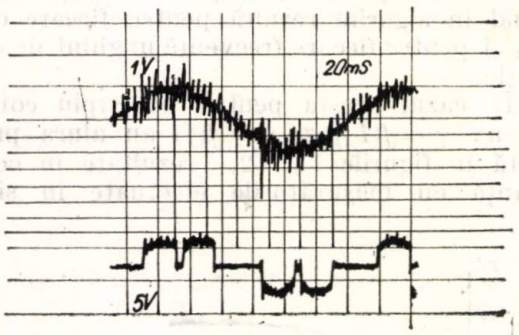


Fig. 14

În figura 15 este prezentată oscilograma unei perioade intregi în regim de comutație naturală în sarcină, $f = 13$ Hz, $I_s = 10$ A $U = 90$ V și $I_A = 7$ A, iar în figura 16 oscilograma regimului de comutație naturală în gol, $f = 36$ Hz, $I_A = 1{,}5$ A, $U = 160$ V, $I_{ex} = 4$ A.

Se observă în ultimul caz valoarea foarte mică a unghiului de comutație.

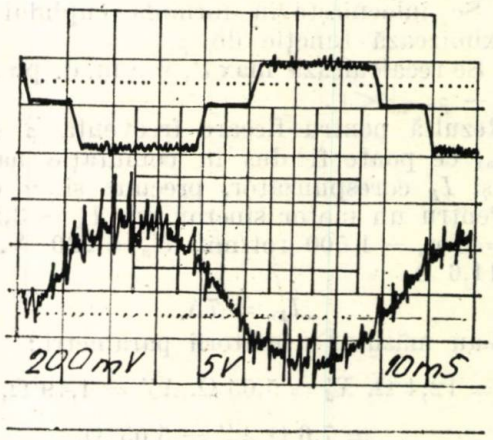


Fig. 15

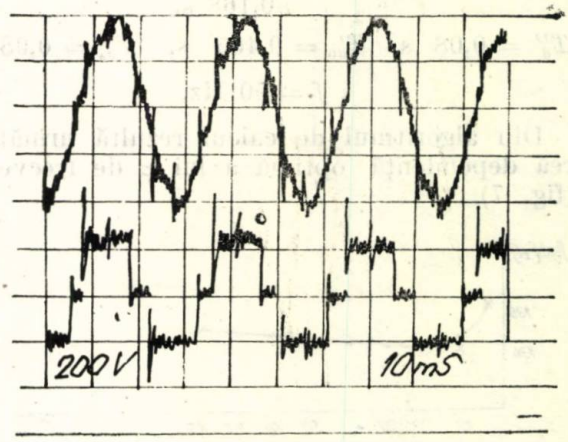


Fig. 16

Bibliografie

[1] *Kovacs, K. Pal.* Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, București, Ed. tehn. 1980.

[2] *Kostenko, M., Piotrovski L.* Machines electriques. Moscova, Edit. MIR.

[3] *Măgureanu, R.* Mașini electrice speciale. București, Ed. tehn.

[4] *Bălă, C.* Mașini electrice. E. D. P., București.

[5] *Pierrat, L., Bolant, R., Hanpradh, C., Abdel Razek et comp.* RGE — Paris.

[6] *Armbruster, T. F.* Statie converter starting of large pumping unts.

[7] *Pender, F.* Instalation d'excitation modernes pour M. S.

[8] *Pender, F.* Dispositif de demarage pour M.S.

[9] *Vandenbulcke Guido.* Transient analisys of the inverter fed syncrhonous machine with rotor-position control and equiped with an auxiliar tiristor.

CZ 621.313.333

CÎMP MAGNETIC
ARMONICI SPAȚIALE
PROGRAM DE CALCUL

Analiza armonică automată a cîmpului magnetic produs de înfășurări repartizate de curent alternativ

GHEORGHE MADESCU* — BRAȘOV

Introducere

Componenta normală a inducției magnetice din întrefierul mașinilor electrice, după cum se știe, nu are o repartiție sinusoidală. Teoria mașinii este elaborată luînd în considerație doar sinusoida fundamentală a cîmpului magnetic, care contribuie la conversia energiei. Toate celelalte armonici au efecte perturbatoare. Ele produc pierderi și deci încălziri suplimentare ale mașinii, produc zgomote și vibrații, contribuie la apariția unor cupluri parazite care uneori împiedică pornirea în regim de motor.

Să amintim cîteva din armonicile care pot apare în cîmpul magnetic din întrefierul unei mașini electrice de curent alternativ [1, 2]:

— dacă tensiunea de alimentare nu este sinusoidală, pentru fiecare armonică a curenților din înfășurări se obține cîte o infinitate de armonici în cîmpul magnetic. În cele ce urmează se consideră numai fundamentala curentului;

— datorită repartizării în crestături a înfășurărilor, tensiunea magnetică din întrefier variază în trepte. Această variație introduce o infinitate de armonici spațiale în cîmpul magnetic, chiar dacă prin înfășurări circulă curenți sinusoidali. Se renunță la aceste armonici spațiale luînd mai departe doar fundamentala cîmpului magnetic;

— prezența dinților și a crestăturilor deformează această fundamentală introducînd armonicile superioare de dantură sau de crestătură. Se face o descompunere în serie Fourier păstrînd doar fundamentala cîmpului magnetic;

— în sfîrșit această fundamentală se deformează dacă mașina este saturată sau dacă are întrefier neuniform. După o nouă descompunere în serie se obține curba sinusoidală fundamentală a cîmpului magnetic care contribuie la transferul energetic dintre stator și rotor.

Toate aceste diverse armonici au ponderi diferite și, în mod justificat, unele pot fi neglijate în calculele de proiectare.

Lucrarea de față se referă numai la motoarele asincrone trifazate, analizînd armonicile cîmpului magnetic din întrefier în următoarele ipoteze:

— se consideră sinusoidali curenții prin înfășurări;

— se neglijează deschiderea crestăturilor statorice, considerînd o variație bruscă a solenației în axa crestăturii;

— se consideră un întrefier uniform;

— se neglijează armonicile de saturație;

— se neglijează reacția indusului.

Acceptînd aceste ipoteze, armonicile cîmpului magnetic din întrefier pot fi găsite în totalitate și în curba solenației motorului. În consecință, este suficient să se analizeze conținutul de armonici din curba solenației totale din întrefier. Aceste armonici superioare constituie cîmpul de dispersie al întrefierului caracterizat de factorul de dispersie γ_0.

Curba solenației depinde de numărul de spire în serie, de sensul și valoarea curentului prin spirele înfășurării, de poziția crestăturilor care conțin bobinele înfășurării. Dacă se lucrează cu valori relative, exprimînd conținutul de armonici din curba solenației în procente din fundamentală, este suficient să se cunoască repartizarea bobinelor în crestături și sensul curentului prin aceste bobine.

Cunoscînd, deci, repartizarea bobinelor și sensul curentului prin ele, în lucrare se prezintă un program de analiză armonică a curbei solenației, care oferă la ieșire amplitudinea fiecărei armonici, în procente din fundamentală, precum și factorul γ_0. Programul este cît se poate de general, putînd fi aplicat oricărui tip de înfășurare (simetrică sau nesimetrică, cu q întreg sau fracționar, cu număr egal sau diferit de spire pe crestătură).

Sînt astfel evitate metodele grafice sau calculele laborioase care intervin pentru determinarea unor factori, în special la calculul lui γ_0. Programul oferă posibilitatea comodă de a alege înfășurarea optimă în ceea ce privește conținutul de armonici, îndeosebi la motoarele cu înfășurări speciale (înfășurări nesimetrice [3], înfășurări PAM [4], înfășurări speciale cu poli comutabili [5, 6, 7], înfășurări cvasidodecafazate [8]).

Solicitările materialelor active se apropie de maxim, astfel încît optimizările pe cale intensivă sînt tot mai greu de obținut de proiectanții și constructorii de motoare. Optimizarea înfășurării prin reducerea conținu-

* Întrepr. „Electroprecizia" — Săcele — Brașov

tului de armonici poate constitui o cale de economisire a cuprului sau de creştere a performanţelor energetice ale motorului.

1. Factorul de scăpări diferenţiale

Alături de armonica fundamentală, care contribuie la transferul de energie, cîmpul magnetic din întrefier conţine o infinitate de armonici. La înfăşurările cu q fracţionar apar în plus armonici fictive şi fracţionare. Toate aceste armonici au o acţiune de cîmp de dispersie căruia îi corespunde o reactanţă de dispersie diferenţială X_0.

Reactanţa utilă X_u corespunde armonicii fundamentale a cîmpului magnetic din întrefier. În fine, se notează cu X_δ reactanţa totală, corespunzătoare întregului cîmp magnetic din întrefier, astfel că $X_\delta = X_u + X_0$.

Scriind :

$$X_0 = \gamma_0 X_u, \tag{1}$$

se defineşte factorul de scăpări diferenţiale γ_0 sau factorul de dispersie al întrefierului.

Din relaţia (1) rezultă :

$$\gamma_0 = \frac{1}{\xi_1^2} \sum_{\nu \neq 1} \left(\frac{\xi_\nu}{\nu} \right)^2, \tag{2}$$

unde $\xi_\nu = k_{q_\nu} \cdot k_{y_\nu}$ este factorul de înfăşurare pentru armonica de ordinul ν. La înfăşurări întregi (cu q întreg) factorul de repartizare $k_{q\nu}$ şi cel de scurtare k_{y_ν}, pentru armonica ν, se calculează cu relaţiile :

$$k_{q_\nu} = \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha}{2}}, \tag{3}$$

$$k_{y_\nu} = \sin \nu \frac{y}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}.$$

La înfăşurări fracţionare se stabilesc alte relaţii pentru calculul lui k_{q_ν}. Se găseşte o înfăşurare cu alt număr de poli şi „q" întreg echivalentă din punctul de vedere al factorului de repartizare cu înfăşurarea cu q fracţionar. În acest fel se obţin în [9] relaţii analitice pentru calculul lui k_{q_ν}.

Determinînd factorii de înfăşurare pentru fiecare armonică se efectuează suma infinită (2), obţinînd valoarea lui γ_0.

Factorii de înfăşurare ξ_ν pot fi determinaţi şi grafic. Se construieşte steaua tensiunilor electromotoare pentru armonica de ordinul ν, determinînd apoi factorul ξ_ν corespunzător, ca raport între suma geometrică şi suma algebrică a tensiunilor electromotoare din bobinele înseriate ale unei faze.

La înfăşurările fracţionare se preferă această metodă, oferind o siguranţă mai mare în determinarea factorilor de înfăşurare.

În calculul factorului de scăpări diferenţiale se poate evita efectuarea sumei infinite (2), calculînd reactanţele X_δ şi X_u din energia magnetică şi cu acestea pe γ_0 [10] :

$$\gamma_0 = \frac{X_\delta}{X_u} - 1 = \frac{2\Sigma f^2(x)}{Z \cdot F_1^2} - 1. \tag{4}$$

Curba în trepte $f(x)$ a solenaţiei totale din întrefier are armonica fundamentală de amplitudine F_1. Suma din relaţia (4) conţine un număr finit de termeni reprezentînd patratele ordonatelor solenaţiei corespunzătoare celor Z crestături. Este necesar deci, pentru calculul lui γ_0 cu relaţia (4), să se reprezinte grafic curba solenaţiei totale din întrefier sau poligonul solenaţiei (poligonul Görges). Deşi este mai puţin utilizat, poligonul solenaţiei poate oferi nu numai calculul lui γ_0, ci şi cunoaşterea altor proprietăţi ale înfăşurării [11].

Se prezintă în continuare un exemplu ilustrînd modul de lucru. S-a ales o înfăşurare trifazată cu $2p = 4$ şi $q = 2$ în două straturi cu pas scurtat ($y/\tau = 5/6$).

Cunoscînd repartizarea bobinelor şi sensul curenţilor prin acestea (fig. 1 a), se construieşte poligonul solenaţiei (fig. 1 b) care este de fapt o reprezentare vectorială a solenaţiilor corespunzătoare crestăturilor. Dacă polii sînt simetrici, poligonul se închide după o pereche de poli, obţinîndu-se p poligoane suprapuse pentru toate crestăturile. Din acest motiv în figura 1 s-au luat în consideraţie numai 12 crestături (o pereche de poli).

Din poligon se poate deduce, pentru orice moment t_i, curba solenaţiei $f(x)$. În figura 1 b s-a trasat spre exemplu această curbă în raport cu axa timpului t_1. Punctele notate cu *1 ... 12* reprezintă crestăturile primei perechi de poli atît pe poligon, cît şi pe abscisa curbei solenaţiei. Este uşor de constatat că, în curba $f(x)$, ordonata corespunzătoare unui punct de pe abscisă se obţine ca proiecţie pe axa timpului a distanţei dintre punctul corespunzător de pe poligon şi centrul poligonului.

În consecinţă, suma din relaţia (4) poate fi efectuată şi cu ajutorul poligonului şi corespunde procedeului de calcul al momentului de inerţie axial.

A efectua deci $\Sigma f^2(x)$ din curba solenaţiei este tot una cu a calcula momentul de inerţie axial al poligonului Görges, considerat astfel ca sistem mecanic constituit din mase egale, punctiforme, situate în punctele *1 ... 12*.

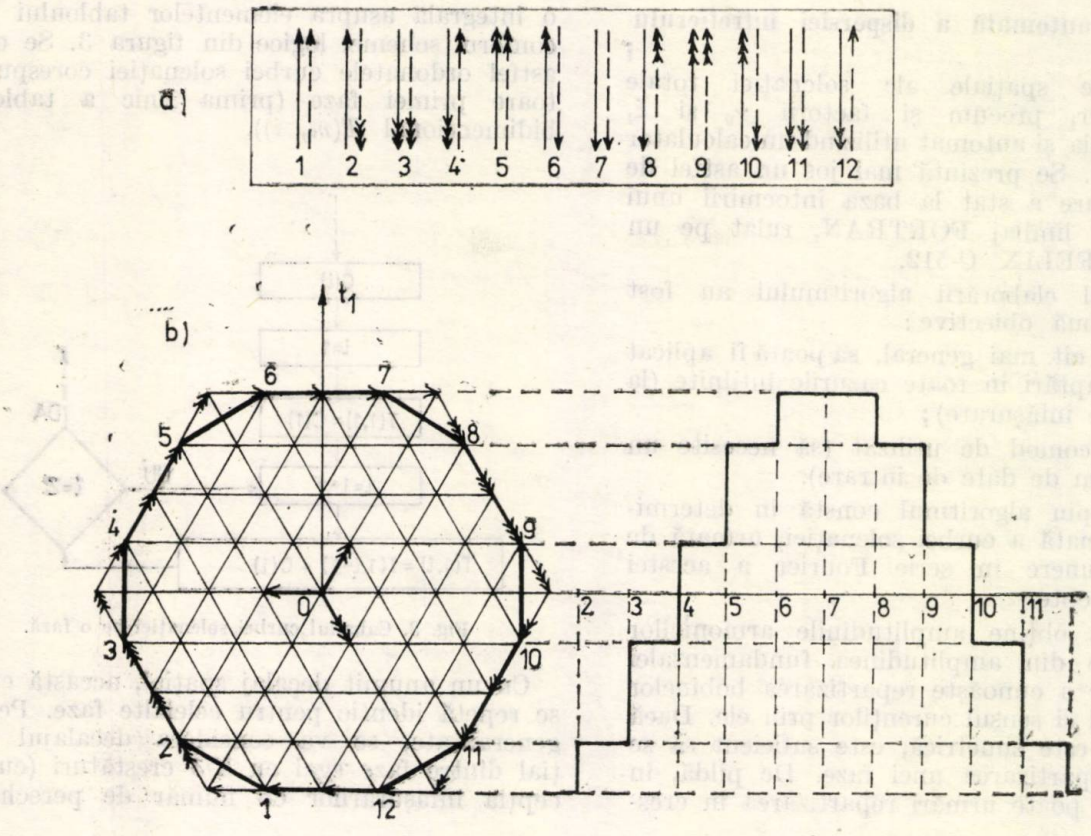


Fig. 1. Reprezentări grafice ale tensiunii magnetice din întrefier;
a — repartizarea bobinelor în crestături, în două straturi; b — poligonul Görges şi curba solenaţiei.

Păstrînd analogia cu mecanica, Krondl a mers şi mai departe stabilind următoarea regulă pentru calculul lui γ_0 [11]:

$$\gamma_0 = \frac{I_{pp}}{I_{p_1}} - 1 = \left(\frac{R_g}{R_1}\right)^2 - 1. \qquad (5)$$

unde:

I_{pp} — momentul de inerţie polar al punctelor poligonului corespunzătoare crestăturilor;

I_{p_1} — momentul de inerţie polar al cercului corespunzător armonicii fundamentale;

R_g — rază de inerţie corespunzătoare poligonului;

R_1 — rază de inerţie corespunzătoare armonicii fundamentale;

În relaţia (5), R_g^2 este media patratelor distanţelor faţă de centrul poligonului a tuturor punctelor corespunzătoare crestăturilor de pe poligon. Pentru poligonul din figura 1 rezultă:

$$R_g^2 = \frac{\overline{01}^2 + \overline{02}^2 + \overline{03}^2 + \dots}{12}. \qquad (6)$$

Raza de inerţie corespunzătoare fundamentalei se calculează din relaţia:

$$2\pi R_1 = \xi_1 \cdot P, \qquad (7)$$

unde:

ξ_1 — este factorul de înfăşurare pentru armonica fundamentală;

P — reprezintă perimetrul poligonului solenaţiei, numai la înfăşurări într-un strat. La înfăşurări în două straturi, P reprezintă suma algebrică (nu vectorială) a solenaţiilor crestăturilor, considerînd separat straturile (această sumă este mai mare decît perimetrul poligonului).

Se lucrează în unităţi de solenaţie, scara fiind arbitrară. În funcţie de tipul înfăşurării studiate se alege o metodă sau alta pentru determinarea lui γ_0 şi pentru calculul amplitudinii unor armonici. Orice metodă însă, implică construcţii grafice şi calcule laborioase care, de cele mai multe ori, sînt evitate de proiectanţi. În cazul unor înfăşurări speciale, care dau un conţinut mare de armonici, este obligatoriu a se face analiza dispersiei întrefierului. În astfel de cazuri, utilizarea calculatorului este mult mai comodă.

2. Analiza automată a dispersiei întrefierului

Armonicile spațiale ale solenației totale din întrefier, precum și factorii γ_0 și ξ_1 se pot calcula și automat utilizînd un calculator programabil. Se prezintă mai jos un astfel de algoritm, care a stat la baza întocmirii unui program în limbaj FORTRAN, rulat pe un calculator FELIX C-512.

În cursul elaborării algoritmului au fost urmărite două obiective:

— să fie cît mai general, să poată fi aplicat cu mici adaptări în toate cazurile întîlnite (la orice tip de înfășurare);

—să fie comod de utilizat (să necesite un volum minim de date de intrare).

În principiu algoritmul constă în determinarea automată a curbei solenației, urmată de o descompunere în serie Fourier a acestei curbe în trepte.

Pentru a obține amplitudinile armonicilor în procente din amplitudinea fundamentalei este necesar a cunoaște repartizarea bobinelor în crestături și sensul curenților prin ele. Dacă înfășurarea este simetrică, este suficient să se cunoască repartizarea unei faze. De pildă, în figura 2, se poate urmări repartizarea în crestături a bobinelor unei faze pentru o înfășurare trifazată simetrică [9], în două straturi, cu $p = 2$, $q = 2\ 1/4$, $Z = 27$, bobine cu pas egal (1—7). Săgețile indică sensul curentului prin bobinele fazei.

Un tablou unidimensional $C(i)$ poate reprezenta o imagine numerică a repartizării bobinelor pe fază. De exemplu, repartizarea din figura 2 este descrisă de tabloul $C = (2, 2, 1, 0, 0, 0, -1, -2, -2, 0, 0, 0, 0, 1, 2, 1, 0, 0, 0, 0, -1, -2, -1, 0, 0, 0, 0)$. Corespondența fiind imediată nu sînt necesare alte precizări în acest sens. Elementele tabloului $C(i)$ sînt singurele date de intrare în program. Cunoscînd tabloul $C(i)$ se va urmări în continuare cum sînt prelucrate aceste date.

Tabloul $C(i)$ reprezintă, în unități relative, distribuția spațială a densității liniare a solenației pe fază. Variabila i precizează numărul de ordine al crestăturii. În consecință, curba solenației pe fază se obține efectuînd o integrală asupra elementelor tabloului $C(i)$, conform schemei logice din figura 3. Se obțin astfel ordonatele curbei solenației corespunzătoare primei faze (prima linie a tabloului bidimensional $T(m, i)$).

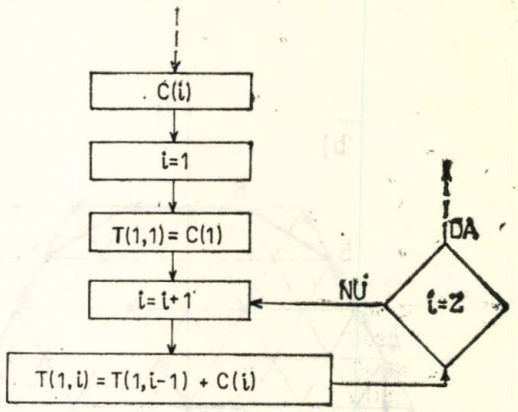


Fig. 3. Calculul curbei solenației pe o fază.

Cu un anumit decalaj spațial, această curbă se repetă identic pentru celelalte faze. Pentru generalitate, se va considera decalajul spațial dintre faze egal cu $Z/3$ crestături (cu excepția înfășurărilor cu număr de perechi de poli egal cu un multiplu de trei, în care caz decalajul spațial dintre faze se va lua egal cu $Z/3p$ crestături).

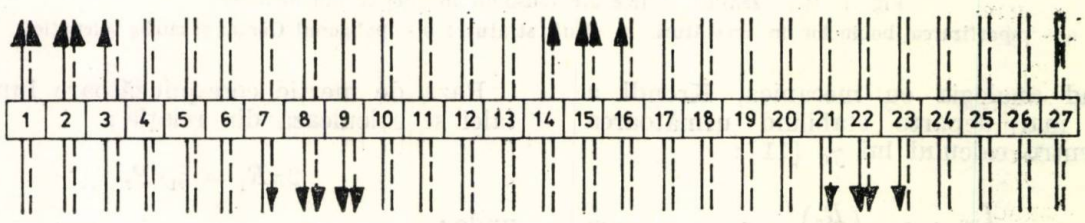


Fig. 2. Repartizarea în crestături a bobinelor unei faze.

Cu aceste precizări se poate urmări schema logică din figura 4, care generează curbele solenațiilor corespunzătoare celorlalte faze. Aceste curbe sînt reținute în liniile următoare ale tabloului $T(m, i)$.

Înfășurările fazelor sînt parcurse de curenți defazați în timp cu unghiul $2\pi/m$. În consecință, elementele fiecărei linii a tabloului $T(m, i)$ se înmulțesc cu cosinusul unghiului de defazaj corespunzător fazei respective.

Sub această formă se face însumarea celor m curbe obținînd solenația rezultantă din întrefier reținută în tabloul $TT(i)$:

$$TT(i) = \sum_{m=1}^{3} T(m, i) \cdot \cos\left[\omega t - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right]. \quad (8)$$

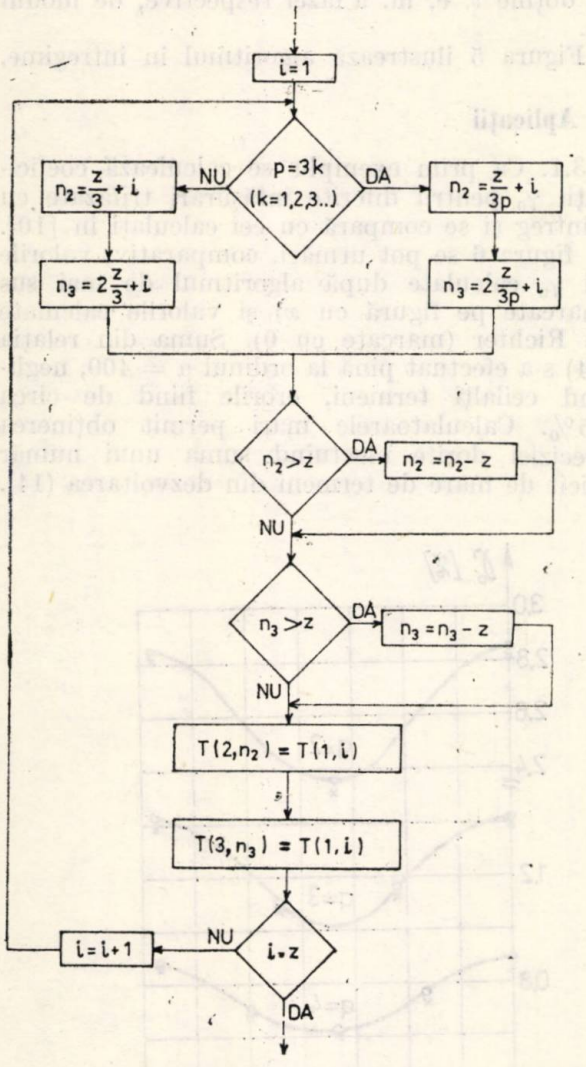


Fig. 4. Generarea curbelor solenaţiei pe celelalte faze.

Relaţia (8) permite determinarea curbei solenaţiei la momentul dorit. De exemplu, $\omega t = \frac{\pi}{2}$ corespunde momentului în care curentul primei faze este nul (axa timpului este perpendiculară pe vectorul ce reprezintă curentul primei faze astfel că proiecţia acestuia pe axa timpului este nulă).

Tabloul unidimensional TT conţine deci ordonatele solenaţiei totale pentru un anumit moment, în puncte echidistante ce corespund crestăturilor de pe periferia statorului. Unind aceste puncte se obţine o curbă în trepte $f(x)$ considerată cu perioada $2p\tau$ (cazul general). Se descompune în serie Fourier funcţia $f(x)$ care, în consecinţă, nu va avea componentă continuă:

$$f(x) = \sum_{\mu=1}^{\infty} (A_\mu \cos \mu x + B_\mu \sin \mu x) = \sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \sin (\mu x + \alpha_\mu). \quad (9)$$

Coeficienţii A_μ, B_μ, F_μ, α_μ se calculează simplu cu ajutorul tabloului $TT(i)$ care defineşte funcţia $f(x)$. Se obţin relaţiile:

$$A_\mu = \sum_{i=1}^{z} \frac{1}{\mu\pi} TT(i) \left[\sin\left(i\frac{2\pi\mu}{Z}\right) - \sin\left((i-1)\frac{2\pi\mu}{Z}\right)\right], \quad (10)$$

$$B_\mu = -\sum_{i=1}^{z} \frac{1}{\mu\pi} TT(i) \left[\cos\left(i\frac{2\pi\mu}{Z}\right) - \cos\left((i-1)\frac{2\pi\mu}{Z}\right)\right], \quad (11)$$

$$F_\mu = \sqrt{A_\mu^2 + B_\mu^2}, \quad (12)$$

$$\alpha_\mu = \operatorname{arctg}\left(\frac{B_\mu}{A_\mu}\right). \quad (13)$$

Coeficienţii F_μ, α_μ reprezintă amplitudinea, respectiv faza iniţială, pentru armonica de ordinul μ.

Integrarea se face pe toată periferia interioară a statorului (pentru $2p$ poli). În acest fel, pentru $\mu = 1$ se obţine armonica cu o pereche de poli, pentru $\mu = 2$ — armonica cu două perechi de poli, ş. a. m. d. Armonica de ordinul $\mu = p$, de obicei, se defineşte ca fiind armonică fundamentală. În raport cu aceasta, armonicile de ordin $\mu < p$ se numesc subarmonici (armonici fictive), iar cele cu $\mu > p$ dar $\frac{\mu}{p} \neq$ număr întreg se numesc armonici fracţionare.

Calculînd amplitudinile tuturor armonicilor posibile (de ordin $\mu = 1, 2, 3, \ldots$), în unele cazuri, o bună parte din ele vor fi nule. Din acest motiv se vor efectua calcule cel puţin pînă la ordinul $\mu = 400$ (în special la motoarele cu număr mare de poli).

Înfăşurările întregi introduc în curba solenaţiei numai armonici superioare de ordinul $\nu = \frac{\mu}{p}$ număr întreg, astfel că, în acest caz, în relaţiile (10 ÷ 13) se poate înlocui $\mu = \nu p$, fiind suficiente calcule pînă la ordinul $\nu = 100$.

Calculate fiind amplitudinile tuturor armonicilor solenaţiei, se obţine fără dificultate factorul de dispersie diferenţială:

$$\gamma_0 = \frac{\sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu^2}{F_p^2} - 1. \quad (14)$$

Coeficientul F_p reprezintă amplitudinea fundamentalei şi se calculează din ralaţia (12) pentru $\mu = p$.

Înfăşurări diferite, cu acelaşi număr de poli, pot da factori γ_0 egali, iar fundamentale de amplitudini diferite. Se impune deci, încă un criteriu în alegerea variantei optime şi acesta este valoarea factorului de înfăşurare ξ_1 al fundamentalei.

Tabloul $C(i)$ permite şi calculul factorului ξ_1 (de pildă, după schema logică din figura 5) ca raport între suma geometrică S_g şi suma algebrică S_a a t. e. m. din crestăturile corespunzătoare unei faze.

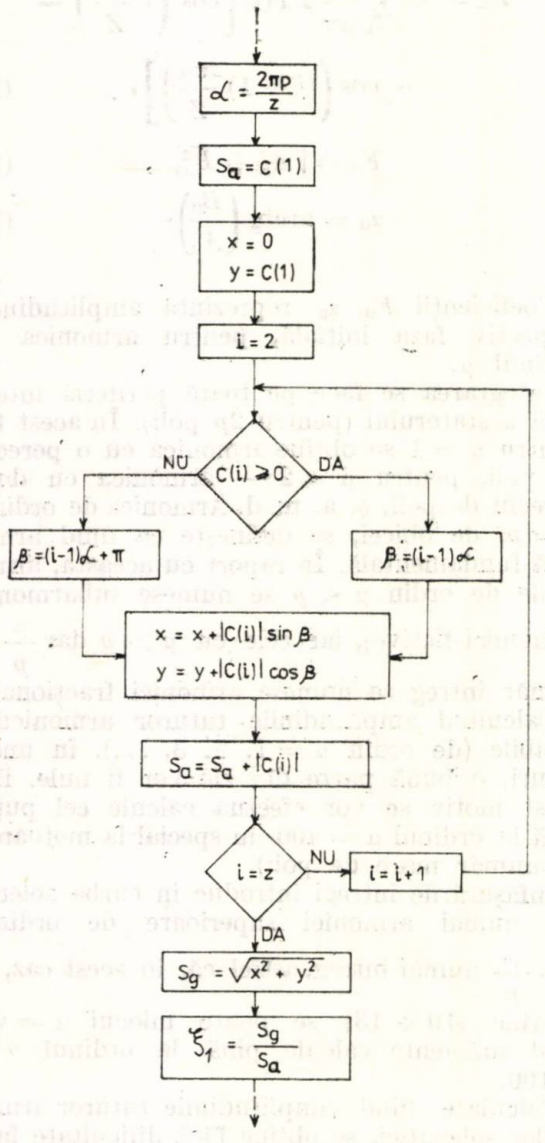


Fig. 5. Calculul factorului de înfăşurare pentru armonica fundamentală.

Vectorul t. e. m. indusă în crestătura de ordin i are modulul $|C(i)|$ şi faza $\beta = (i-1)\alpha$. Se însumează succesiv cîte doi vectori, determinînd, la fiecare iteraţie, noile coordonate (x, y) ale vectorului rezultant. Efectuînd suma tuturor vectorilor corespunzători unei faze se obţine t. e. m. a fazei respective, de modul S_g.

Figura 5 ilustrează algoritmul în întregime.

3. Aplicaţii

3.1. Ca prim exemplu se calculează coeficienţii γ_0 pentru diferite înfăşurări trifazate cu q întreg şi se compară cu cei calculaţi în [10]. În figura 6 se pot urmări, comparativ, valorile lui γ_0 calculate după algoritmul de mai sus (marcate pe figură cu x) şi valorile calculate de Richter (marcate cu 0). Suma din relaţia (14) s-a efectuat pînă la ordinul $\mu = 400$, neglijînd ceilalţi termeni, erorile fiind de circa 1,5%. Calculatoarele mari permit obţinerea preciziei dorite efectuînd suma unui număr oricît de mare de termeni din dezvoltarea (14).

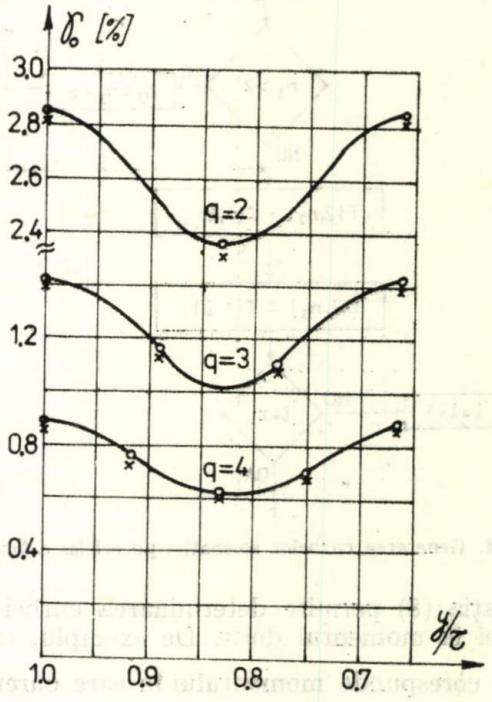


Fig. 6. Referitor la exeplulul 3.1.

3.2. În continuare se analizează o înfăşurare trifazată tetrapolară, pe 24 de crestături, corespunzătoare cazului unui motor special cu poli comutabili, respectiv în două variante de repartizare în crestături a bobinelor (într-un strat şi în două straturi). Cele două variante (a şi b din figura 7) se compară teoretic şi experimental în ceea ce priveşte conţinutul de armonici. Se calculează ponderea primelor armonici superioare şi factorii γ_0 şi ξ_1 pentru cele două cazuri. Executînd practic înfăşurările pe două motoare şi determinînd cele două caracteristici mecanice corespunzătoare, se poate constata efectul cuplurilor parazite asincrone provocate de armonicile superioare. În acest sens curbele a şi b din figura 7 sînt determinate astfel încît unda

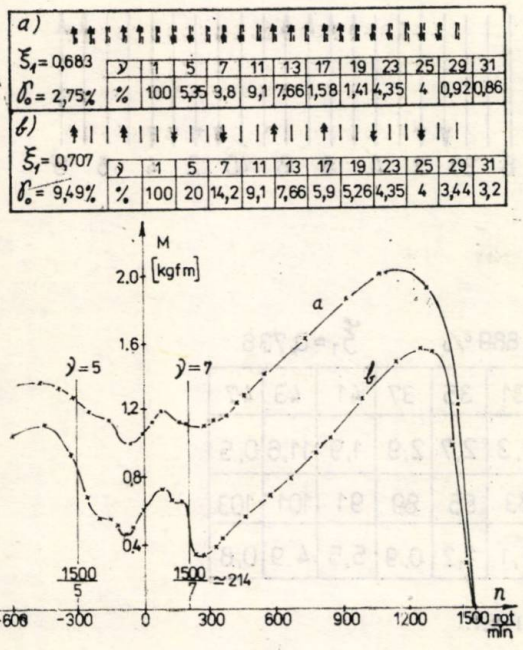
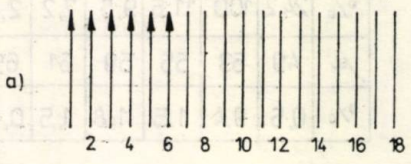


Fig. 7. Exemplul 3.2.

fundamentală a cîmpului magnetic are aceeași amplitudine în cele două cazuri. În consecință, cuplul produs de fundamentala cîmpului este același în ambele cazuri, suprapunîndu-se peste aceste cupluri parazite asincrone deosebit de mari în cazul *b* și mai mici în cazul *a*. Se recunosc ușor, pe curba *b*, cuplurile parazite produse de aromicile de ordin $\nu = 5$ ($\mu = p \cdot \nu = 10$) și $\nu = 7$ ($\mu = 14$). De asemenea, se constată o reducere a cuplului pe toată zona de funcționare ca motor datorită cuplurilor parazite produse de armonicile superioare care se rotesc invers față de fundamentală. Dispersia întrefierului este deosebit de mare în cazul *b*, așa cum reflectă și factorul $\gamma_0 = 9{,}49\%$. Chiar și cazul *a* prezintă o dispersie relativ mare care nu poate fi acceptată decît în cazul unor înfășurări speciale așa cum este cea de față.

3.3. În exemplul ce urmează se analizează cazul unei înfășurări trifazate speciale [5] cu poli comutabili în raportul 2 : 3. Înfășurarea este executată pe 72 de crestături în două straturi cu bobine egale (cu pas scurtat 1—13). Pentru $p = 2$, se dă în figura 8*a* repartizarea bobinelor dintr-un strat, pe pol și fază. Pentru această repartizare se calculează conținutul de armonici din curba solenației, rezultatele fiind prezentate în tabelul din figură. Se remarcă armonicile de ordin $\nu = 2mqk \pm 1 = \frac{Z}{p} \cdot k \pm 1$ (unde $k = 1, 2, 3, \ldots$), ca fiind relativ mari. Acestea sînt cunoscutele armonici care au factorul de înfășurare egal cu cel al fundamentalei ($\xi_\nu = \xi_1$) și nu pot fi atenuate prin repartizarea bobinelor sau prin scurtarea pasului. În cazul de față prima armonică care are același factor de bobinaj ca și fundamentala este cea de ordin $\nu = 2mq - 1 = 35$, urmînd cele de ordin 37, 71, 73 etc. (Pentru cazul prezentat în fig. 7*a* armonicile în discuție sînt cele de ordin $\nu = 11$, 13, 23, 25 etc.). Se amintește că același ordin au și armonicile de dantură $\left(\nu = \frac{Z_k}{p} \pm 1\right)$ care nu au fost luate în considerare în lucrare.

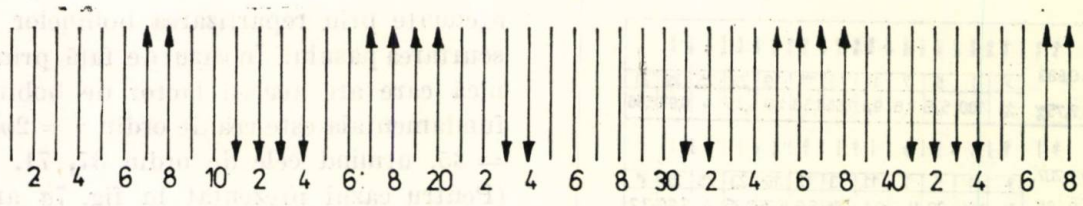


b) δ_0 = 0,486% ξ_1 = 0,828

ν	1	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	37	41
%	100	4,1	2,2	0,97	0,74	0,52	0,46	0,42	0,43	0,53	0,67	2,9	2,7	0,51
ν	43	47	49	53	55	59	61	65	67	71	73	77	79	83
%	0,35	0,23	0,2	0,16	0,16	0,16	0,17	0,23	0,31	1,4	1,37	0,27	0,19	0,13

Fig. 8. Exemplul 3.3.

3.4. Ca ultimă aplicație se face o analiză armonică a solenației produse de o înfășurare trifazată cu poli comutabili în raportul 4 : 5, prezentată în [12]. Înfășurarea este simetrică, pe 48 de crestături, în două straturi, cu bobine egale (cu pas scurtat 1—5), avînd, pentru $p = 5$, bobinele fazei repartizate ca în fig. 9*a*. Înfășurarea fiind fracționară, apar subarmonici și armonici fracționare, așa cum arată tabelul din figură. Se remarcă o puternică armonică cu doi poli ($\mu = 1$), cu o pondere de 24,2% și cîteva armonici fracționare cu ponderi mari ($\nu = 7/5$; $11/5$; $13/5$; $19/5$; $43/5$; $53/5$). În consecință, dispersia diferențială este mare ($\gamma_0 = 13{,}8895\%$), fără a împiedica însă funcționarea motorului la $p = 5$. În cazul motoarelor cu înfășurări speciale (cu modularea amplitudinii pe pol) sînt supărătoare armonicile care produc minime pronunțate în curba cuplului (în zona alunecărilor mari), provocînd uneori „agățarea" motorului la turații mici.



a)

b) $\gamma = \frac{\mu}{5}$ $\delta_0 = 13,889\,\%$ $\xi_1 = 0,736$

μ	1	5	7	11	13	17	19	29	31	35	37	41	43	47
%	24,2	100	11,6	9,6	7,2	2,3	8,9	5,8	1,3	2,7	2,9	1,9	11,6	0,5
μ	49	53	55	59	61	65	67	77	83	85	89	91	101	103
%	0,5	9,4	1,5	1,8	1,5	0,6	2,5	2,2	1,1	1,2	0,9	5,5	4,9	0,8

Fig. 9. Exemplul 3.4.

4. Concluzii

Performanţele unei înfăşurări de curent alternativ pot fi apreciate în întregime dacă se cunosc amplitudinile armonicilor spaţiale de cîmp, care apar în întrefier, factorul de înfăşurare ξ_1 al fundamentalei şi factorul de dispersie diferenţial γ_0. Determinarea acestora implică calcule laborioase încît este pe deplin justificat a se folosi un program de calcul automat.

În acest sens în lucrare se prezintă un algoritm ce oferă posibilitatea unei analize armonice a curbei solenaţiei totale din întrefierul motorului sincron trifazat, precum şi calculul factorilor ξ_1 şi γ_0. Se subliniază că algoritmul este cît se poate de general, poate fi utilizat pentru orice tip de înfăşurare şi necesită un număr minim de date de intrare.

Se prezintă toate datele necesare întocmirii programului (scheme logice, relaţii), încît transpunerea în limbaj Fortran este imediată.

În încheiere se ilustrează pe cîteva aplicaţii posibilităţile ce le oferă programul şi avantajele unei analize automate apriori.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Maşini electrice. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970.

[2] *Max-Peter Gottlob.* Magnetische Wechselfelder in elektrischen Maschinen. In: EMA, nr. 11, noiembrie, 1980, p. 304–312.

[3] *Auinger, Herbert.* Nichtphasenreine dreisträngige Drehstrom-Buchlochwicklung. Brevet RFG nr. 2730177.

[4] *Broadway, A., Fong, W., Rawcliffe, G. H.* Alternating current electric motors and generators. Brevet SUA nr. 4138619.

[5] *Auinger, Herbert.* Pole changeable three phase winding. Brevet SUA nr. 4284919.

[6] *Auinger, Herbert.* Pole changeable three phase winding. Brevet SUA nr. 4144470.

[7] *Auinger Herbert.* Changeable pole three phase winding. Brevet SUA nr. 4127787.

[8] *Hughes, A.* New three-phase winding of low m.m.f.-harmonic content. In: Proc. IEE, vol. 117, Nr. 8, august 1970, p. 1657-1666.

[9] *Gheorghiu, I. S., Fransua A. S.* Tratat de maşini electrice. vol. 3 Bucureşti, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1971.

[10] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. IV, Editura tehnică Bucureşti, 1960.

[11] *Schuisky, W.* Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer Verlag, 1960.

[12] *Nicolaide, A.* Maşini electrice, vol. I, Craiova, Editura Scrisul românesc, 1978.

CZ 621.3.011.2 : 537.311.3

TERMOCONDUCTIBILITATE
METODA ELEMENTELOR FINITE

Regimul tranzitoriu în propagarea căldurii, determinat prin metoda elementelor finite

ION T. CÂRSTEA* — CRAIOVA

Introducere

Regimul tranzitoriu în problemele de termoconductibilitate este descris de ecuaţii cu derivate parţiale de tip parabolic cu condiţii pe frontieră şi iniţiale date. Obţinerea soluţiei analitice este, cu excepţia unor cazuri particulare, destul de dificil de obţinut. Apelarea la calculatoare numerice pentru obţinerea soluţiei implică atît discretizarea spaţială, cît şi temporală a modelului matematic. Majoritatea metodelor numerice acoperă domeniul spaţial Ω pe care este definit sistemul dinamic, cu o mulţime finită de subdomenii $\Omega^{(e)}$ cu frontiere comune şi a căror reuniune ne dă Ω. Metoda reţelelor este cu aplicabilitatea cea mai largă printre utilizatorii tehnicii de calcul numeric. Metoda elementelor finite este un caz particular al conceptului de discretizare. Aplicată iniţial în calculul structurilor mecanice, această metodă s-a extins în domenii privind mecanica fluidelor, calculul cîmpului electromagnetic, transmiterea energiei prin linii cu pierderi, mişcarea vehiculelor spaţiale în atmosferă etc., în general în studiul acelor sisteme dinamice cu energia distribuită spaţial.

În lucrare se determină regimul tranzitoriu în propagarea căldurii într-un domeniu spaţial bidimensional, folosind un procedeu de discretizare spaţială bazat pe metoda elementelor finite [1].

1. Formularea problemei

Într-un domeniu spaţial $\Omega \subset R^3$, propagarea căldurii este descrisă de o ecuaţie de tip parabolic dedusă pe baza legii lui Fourier [4]:

$$c(x)\,\rho(x)\,\frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \text{div}\ (k\ \text{grad}\ T) + f(x,\ t)$$

$(x,\ t) \in \Omega \times (t_0,\ t_1)$ cu $x = (x_1,\ x_2,\ x_3) \in \Omega \subset R^3$

$\rho(x)$ — densitatea materialului;
$c(x)$ — căldura specifică a materialului;
$k(x)$ — coeficientul de conducţie termică;
$f(x,\ t)$ — intensitatea surselor de căldură;
$T(x,\ t)$ — temperatura în corp, în punctul x şi la momentul t;
$(t_0,\ t_1)$ — interval de timp fixat.

În continuare, se va considera cazul unei plăci plane la care regimul tranzitoriu este descris de ecuaţia de tip parabolic [1]:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(kx\,\frac{\partial T}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(ky\,\frac{\partial T}{\partial y}\right) + f(x,\ y,\ t) = c(x,\ y)\,\frac{\partial T}{\partial t}, \qquad (1)$$

cu : kx, ky — coeficienţi de conducţie termică după cele două axe x şi y;
$c(x \cdot y)$ — funcţie dată referitoare la proprietăţile termice ale corpului (densitate şi căldură specifică).

Pentru descrierea completă a fenomenului de propagare a căldurii în domeniul Ω cu frontiera $\partial\Omega$, trebuie să se specifice temperatura iniţială şi regimul termic la frontieră. Deci ecuaţia (1) se rezolvă cu :

1—condiţia iniţială $T(x,\ y,\ t_0) = T_0(x,\ y)$

$(x,\ y) \in \Omega$; (2)

2—condiţii pe frontieră de tipul :

a — distribuţie dată de temperatură (condiţie Dirichlet);

$$T(x,\ y,\ t) = T_1(x,\ y,\ t)\ (x,\ y,\ t) \in \partial\Omega \times (t_0,\ t_1); \qquad (3)$$

b — menţinerea unui flux dat de căldură (condiţie Neumann);

$$\left(kx\,\frac{\partial T}{\partial x}\,n_x + ky\,\frac{\partial T}{\partial y}\,n_y\right)\Big|_{\partial\Omega} = -q(x,\ y,\ t)$$

$(x,\ y,\ t) \in \partial\Omega \times (t_0,\ t_1]$; (4)

c — realizarea unui schimb de căldură cu mediul înconjurător (prin convecţie):

$$\left[\left(kx\,\frac{\partial T}{\partial x}\,nx + ky\,\frac{\partial T}{\partial y}\,ny\right) + h(T - T_\infty)\right]\Big|_{\partial\Omega} = 0, \qquad (5)$$

d — condiţie mixtă

* Facultatea de electrotehnică, Universitatea din Craiova

$$\left[kx\frac{\partial T}{\partial x}nx + ky\frac{\partial T}{\partial y}ny + q(x, y, t) + \right.$$

$$\left. + h(x, y, t)(T - T_\infty)\right]\Big|_{\partial\Omega} = 0, \qquad (6)$$

cu nx și ny — cosinușii directori ai normalei la frontiera exterioară domeniului Ω, T_1 și q — — funcții date, T_∞ — temperatura mediului ambiant și h — coeficientul de schimb termic. Controlul temperaturii în corp se face fie prin surse de căldură distribuite intern, adică prin $f(x, y, t)$, fie cel mai frecvent, prin funcții distribuite pe frontieră. În ceea ce privește condițiile pe frontieră, acestea pot apare simultan într-o problemă, adică pe anumite porțiuni de frontieră există una din condițiile (3) — (6).

În cele ce urmează se consideră următoarea problemă de regim tranzitoriu (fig. 1): Să se determine temperatura $T(x, y, t)$ în domeniul Ω ce satisface ecuația (1) cu condiția inițială (2) și condițiile pe frontiera $\partial\Omega = C_1 \cup C_2$, de forma:

$$T(x, y, t) = T_1(x, y, t), \text{ pe } C_1, \qquad (7)$$

$$kx\frac{\partial T}{\partial x}nx + ky\frac{\partial T}{\partial y}ny + q(x, y, t) +$$

$$+ h(x, y, t)\,(T - T_\infty) = 0 \text{ pe } C_2. \qquad (8)$$

Prin particularizarea $h = 0$ sau $q = 0$ se obțin condițiile (4) sau (5).

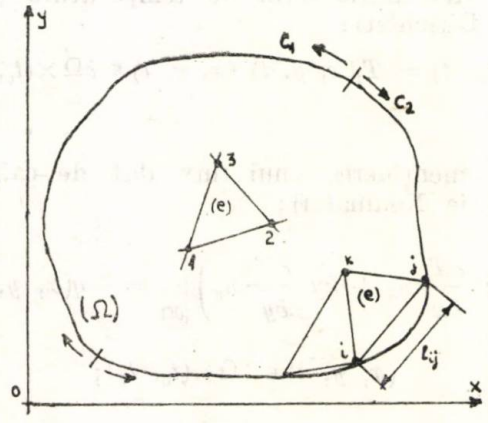


Fig. 1

2. Discretizarea spațială prin metoda elementelor finite

Pentru obținerea soluției numerice la problema formulată în §1, trebuie discretizate variabilele continue atît spațial, cît și temporal.

Metoda elementelor finite utilizată în discretizarea spațială cuprinde în principiu următoarele etape [2]:

1 — se acoperă domeniul Ω cu un număr finit de elemente, în fiecare element (e), alegîndu-se r noduri în care se specifică valorile (și uneori derivatele pînă la un anumit ordin) ale funcției necunoscute, numite valori nodale [2];

2 — se aproximează funcția necunoscută în fiecare element printr-o combinație liniară de valorile nodale. Asupra funcțiilor de aproximare se cer condiții de compatibilitate la frontiera comună a două elemente și condiții de completitudine în interiorul elementului [2];

3 — aplicînd metoda reziduurilor ponderate (cel mai frecvent procedeul lui Galerkin) se obțin ecuațiile cu elemente finite, care în cazul regimurilor staționare sînt ecuații algebrice, iar pentru regimuri tranzitorii ecuații diferențiale ordinare cu necunoscute valorile nodale.

Revenind la problema formulată în § 1 se discretizează domeniul Ω în M elemente, iar pentru un element (e) se vor nota cu supraindicele respectiv toate mărimile referitoare la acest element. Se presupune că fiecare element este caracterizat de r noduri.

În fiecare element se face aproximarea [1]:

$$T^{(e)}(x, y, t) = \sum_{i=1}^{r} N_i(x, y)\; T_i(t) = [N]\cdot\{T\}^{(e)}, \qquad (9)$$

cu $[N]$ — vectorul linie al funcțiilor de interpolare [1], iar $\{T\}^{(e)}$ — vector coloană cu componentele T_i — valorile nodale pentru $T(x, y, t)$. Funcțiile de interpolare au proprietatea:

$$N_i(x, y) = \begin{cases} 1 \text{ în nodul } i, \\ 0 \text{ în celelalte noduri.} \end{cases}$$

Aplicînd criteriul lui Galerkin ecației (1), rezultă următorul sistem de ecuații în elemente finite pentru un element (e):

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial}{\partial x}\left(kx\frac{\partial T^{(e)}}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(ky\frac{\partial T^{(e)}}{\partial y}\right) + \right.$$

$$\left. + f(x, y, t) - c\frac{\partial T^{(e)}}{\partial t}\right] N_i d\Omega^{(e)} = 0, \qquad (10)$$

cu $d\Omega^{(e)} = g\,dx\,dy$, g — grosimea plăcii care se consideră egală cu unitatea, $i = 1, \ldots r$.

Din (10), folosind formula lui Green pentru primii doi termeni, rezultă:

$$-\int_{\Omega^{(e)}} \left(kx\frac{\partial T^{(e)}}{\partial x}\frac{\partial Ni}{\partial x} + ky\frac{\partial T^{(e)}}{\partial y}\frac{\partial Ni}{\partial y}\right) dx\,dy +$$

$$+\int_{\Omega^{(e)}} N_i f(x, y, t)\, dxdy + \int_{C_2^{(e)}} \left(kx \frac{\partial T^{(e)}}{\partial x} nx + \right.$$

$$\left. + ky \frac{\partial T^{(e)}}{\partial y} ny \right) N_i dC_2^{(e)} - \int_{\Omega^{(e)}} c \frac{\partial T^{(e)}}{\partial t} N_i dxdy = 0. \quad (11)$$

Introducînd în (11) condiţiile pe frontieră (8) şi utilizînd aproximarea (9), rezultă :

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[kx \frac{\partial N_i}{\partial x} \left[\frac{\partial N}{\partial x} \right] \{T\}^{(e)} + ky \frac{\partial N_i}{\partial y} \times \right.$$

$$\left. \times \left[\frac{\partial N}{\partial y} \right] \{T\}^{(e)} \right] dxdy - \int_{\Omega^{(e)}} N_i \cdot f(x, y, t)\, dxdy +$$

$$+ \int_{C_2^{(e)}} [qN_i + h[N]\{T\}^{(e)} N_i - hT_\infty \cdot N_i]\, dC_2^{(e)} +$$

$$+ \int_{\Omega^{(e)}} c[N] \left\{ \frac{dT}{dt} \right\}^{(e)} N_i dxdy = 0, \quad (12)$$

sau sub formă matriceal-vectorială :

$$[k]^{(e)}\{T\}^{(e)} + [C]^{(e)} \left\{ \frac{dT}{dt} \right\}^{(e)} = \{f\}^{(e)} - \{q\}^{(e)} -$$

$$- [H]^{(e)} \cdot \{T\}^{(e)} + \{h_\infty\} = 0. \quad (13)$$

Matricele $[k]$, $[C]$, $[H]$ şi vectorii $\{T\}^{(e)}$, $\{f\}^{(e)}$, $\{q\}^{(e)}$, $\{h_\infty\}^{(e)}$ de dimensiuni $r \times r$, respectiv r, au componentele :

$$k_{ij}^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} \left(kx \frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + xy \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) dxdy,$$

$$c_{ij}^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} c \cdot N_i N_j \cdot dxdy\,; \quad f_i^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} f \cdot N_i\, dxdy, \quad (14)$$

$$H_{ij}^{(e)} = \int_{C_2^{(e)}} h \cdot N_i N_j\, d\, C_2^{(e)}\,; \quad q_i^{(e)} = \int_{C_2^{(e)}} N_i \cdot dC_2^{(e)},$$

$$h_{\infty i}^{(e)} = \int_{C_2^{(e)}} h \cdot T_\infty \cdot N_i dC_2^{(e)}.$$

Scriind ecuaţiile (13) pentru fiecare element şi asamblînd aceste ecuaţii, se obţine un sistem de aceeaşi formă, cu un număr de necunoscute egal cu numărul variabilelor nodale.

3. Ecuaţiile cu elemente finite triunghiulare [1]

În problemele bidimensionale se preferă discretizarea domeniului spaţial Ω în elemente de formă triunghiulară cu frontierele linii drepte (fig. 1), caracterizate de valorile Ti în vîrfurile triunghiului. Se aproximează $T(x, y, t)$ în fiecare triunghi printr-o combinaţie liniară de forma :

$$T^{(e)}(x, y, t) = \sum_{i=1}^{3} Ni \cdot Ti = [N]\{T\}^{(e)}, \quad (15)$$

cu funcţiile de interpolare ;

$$Ni = \frac{1}{2D}(a_i + b_i \cdot x + c_i \cdot y), \quad (16)$$

$$a_1 = x_2 y_3 - x_3 y_2, \quad b_1 = y_2 - y_3, \quad c_1 = x_3 - x_2, \quad (17)$$

iar a_2, b_2, c_2 şi a_3, b_3, c_3 se obţin prin permutări circulare asupra indicilor. Cu vîrfurile 1, 2, 3 numerotate în sens trigonometric, D reprezintă aria triunghiului şi are expresia :

$$D = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ x_1 & x_2 & x_3 \\ y_1 & y_2 & y_3 \end{vmatrix}. \quad (18)$$

Folosind (16) şi (14) se calculează componentele matricelor ce apar în ecuaţia (13). În ipoteza că kx şi ky sînt constante în interiorul elementului sau luînd valoarea medie a acestora, se obţine :

$$k_{ij} = \frac{1}{4D}(kx \cdot b_i \cdot b_j + ky \cdot c_i \cdot c_j). \quad (19)$$

În mod similar, pentru $c(x, y)$ de valoare constantă $c^{(e)}$, rezultă :

$$c_{ij} = c^{(e)} \int_{\Omega^{(e)}} N_i \cdot N_j \cdot dxdy = c^{(e)} \frac{D}{12}(1 + \delta_{ij}), \quad (20)$$

cu δ_{ij} simbolul lui Kronecker.

Pentru calculul lui f_i în ipoteza că $f(x, y, t)$ este constantă, rezultă $f_i = D \cdot f/3$, iar în cazul unei aproximări liniare de forma :

$$f(x, y, t) = f(x_1, y_1, t)\, N_1 + f(x_2, y_2, t)\, N_2 + + f(x_3, y_3, t) N_3,$$

se obţine :

$$\{f\}^{(e)} = \frac{D}{12} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{Bmatrix}. \quad (21)$$

Pentru elementul (e) care formează o parte din frontiera C_2 trebuie evaluate integralele:

$$\int_{C_2^{(e)}} q \cdot N_i dC_2^{(e)}, \quad \int_{C_2^{(e)}} hT_\infty \cdot N_i dC_2^{(e)} \text{ şi } \int_{C_2^{(e)}} hN_i N_j dC_2^{(e)}.$$

Să considerăm că nodurile i şi j formează un segment pe frontiera C_2 (fig. 1), unde sînt specificate fenomene de convecţie sau conducţie. O simplificare a calculelor se obţine considerînd q, h şi T_∞ constante pe segmentul de lungime l_{ij}. Astfel, integrînd pe frontiera elementului în sens trigonometric se obţine pentru nodul i:

$$q_i = q \int_{C_2^{(e)}} N_i \cdot dC_2 = q \int_0^{l_{ij}} \left(1 - \frac{s}{l_{ij}}\right) ds = q \frac{l_{ij}}{2} \tag{22}$$

şi similar pentru nodul j.

Pentru matricea $[H]^{(e)}$:

$$H^{(e)} = h \int_{C_2^{(e)}} \begin{bmatrix} N_iN_i & N_iN_j & N_iN_k \\ N_jN_i & N_jN_j & N_jN_k \\ N_kN_i & N_kN_j & N_kN_k \end{bmatrix} dC_3^{(e)} =$$

$$= l_{ij} \cdot h \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & 0 \\ \frac{1}{6} & \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{23}$$

unde componentele matricei s-au evaluat după formulele [1]:

$$\int_{i\to j} N_i^2 ds = \int_0^{l_{ij}} \left(1 - \frac{s}{l_{ij}}\right)^2 ds = \frac{l_{ij}}{3},$$

$$\int_{i\to j} N_i N_j ds = \int_0^{l_{ij}} \left(1 - \frac{s}{l_{ij}}\right) \frac{s}{l_{ij}} \cdot ds = \frac{l_{ij}}{6}.$$

În mod asemănător, în nodul i:

$$h_{\infty i} = \int_{C_2^{(e)}} h \cdot T_\infty \cdot N_i dC_2^{(e)} = hT_\infty \cdot \frac{l_{ij}}{2}. \tag{24}$$

În cazul în care h, T_∞ şi q nu sînt constante pe segmentul ij, acestea se pot aproxima printr-o formă liniară de valorile din nodurile i şi j, iar evaluarea matricilor respective se face în mod asemănător. De exemplu, pentru $q(x, y, t)$ aproximat prin:

$$q^{(e)}(x, y, t) \Big|_{C_2^{(e)}} = q(x_i, y_i, t)\, Ni + q(x_j, y_j, t)\, N_j,$$

în nodul i se obţine:

$$\int_{i\to j} q \cdot Ni\, ds = q_i \cdot \int_{i\to j} N_i^2 ds + q_j \cdot \int_{i\to j} N_i N_j ds =$$

$$= \frac{l_{ij}}{6}(2q_i + q_j). \tag{25}$$

Într-un caz mai general, expresiile (14) se calculează folosind formule de integrare numerică (de exemplu, formulele Newton-Cotes).

4. Discretizarea temporală a ecuaţiilor cu elemente finite

În urma discretizării spaţiale descrisă în § 3, rezultă un sistem de ecuaţii diferenţiale ordinare cu necunoscute valorile nodale ale lui T şi care are forma:

$$[C]\left\{\frac{dT}{dt}\right\} + \Big[[k] + [H]\Big]\{T\} =$$

$$= \{f(t)\} - \{q(t)\} + \{h_\infty(t)\}, \tag{26}$$

sau:

$$[C]\left\{\frac{dT}{dt}\right\} + [D] \cdot \{T\} = \{F(t)\}, \tag{27}$$

cu:

$$[D] = [k] + [H],$$

$$\{F(t)\} = \{f\} - \{q(t)\} + \{h_\infty\}.$$

Problema iniţială s-a redus la soluţionarea numerică a sistemului (27) cu condiţia iniţială (8) care devine:

$$\{T(t_0)\} = \{T_0\}. \tag{28}$$

Integrarea se poate face fie folosind metode cu paşi separaţi (de exemplu Runge-Kutta), fie metode cu paşi legaţi (metode predictor-corectoare). Cel mai frecvent, în aplicaţiile practice [2], fie se utilizează aproximarea Crank-Nicholson [3], care dă următoarea formulă de recurenţă pentru două momente consecutive de timp, k şi $k+1$:

$$\left[C + \frac{\Delta t}{2} D\right]\{T\}^{k+1} = \left[C - D\frac{\Delta t}{2}\right]\{T\}^k +$$

$$+ \frac{\Delta t}{2}\{F^k + F^{k+1}\}. \tag{29}$$

cu $\Delta t = t_{k+1} - t_k$.

5. Exemple

Pe baza algoritmului dezvoltat în lucrare, s-a întocmit un program FORTRAN pentru probleme de termoconductibilitate în spații bidimensionale, cu condiții inițiale și pe frontieră specificate. În continuare, se prezintă două aplicații rezolvate cu acest program.

Exemplul 1. Pentru o placă bidimensională de formă pătrată și cu dimensiunile specificate în figura 2, să se determine regimul tranzitoriu cînd este pusă în contact cu un perete menținut la temperatura $T_p = 1\,000°C$, iar restul plăcii vine în contact cu mediul ambiant $T_\infty = 1\,500°C$. Inițial, placa se află la temparatura $T_0(x, y) = 100°C$.

Tabelul 1

Nod / Timp	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	1000	1000	1000	100	100	100	100	100	100	100	100	100
10	1000	1000	1000	3154	99,9	3151	2815	99,9	2850	2919	2874	2919
20	1000	1000	1000	3003	99,9	3005	2685	99,9	2652	2945	2717	2945
30	1000	1000	1000	2869	99,8	2869	2569	99,8	2597	2961	2582	2961
40	1000	1000	1000	2748	99,8	2748	2466	99,8	2466	2968	2464	2968
50	1000	1000	1000	2639	99,7	2639	2374	99,8	2346	2968	2362	2963
60	1000	1000	1000	2540	99,7	2540	2292	99,7	2223	2963	2274	2952
70	1000	1000	1000	2451	99,7	2451	2218	99,7	2285	2952	2197	2938
80	1000	1000	1000	2370	99,7	2370	2152	99,7	2123	2938	2130	2920
90	1000	1000	1000	2298	99,6	2298	2092	99,6	2028	2920	2072	2899
100	1000	1000	1000	2232	99,6	2232	2039	99,6	2093	2899	2021	2876

Tabelul 2

Nod / Timp	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	1000	1000	1000	100	100	100	100	100	100	100	100	100
100	1000	1000	1000	3151,7	100,5	100,6	2815,4	100,4	105,3	2918,4	2879	2902
200	1000	1000	1000	2173	100,5	100,5	1992	100,4	101,5	2866,8	2015	2616
300	1000	1000	1000	1826	100,2	100,1	1700	100	99,6	2591	1767	2232
400	1000	1000	1000	1703	99,8	99,6	1584	99,7	98,8	2329	1665	1958
500	1000	1000	1000	1660	99,5	99,1	1533	99,3	98	2119	1609	1785
600	1000	1000	1000	1644	99,1	96,7	1508	99	97,3	1959	1593	1677
700	1000	1000	1000	1638	98,8	98,2	1494	98,6	96,6	1839	1549	1611
800	1000	1000	1000	1636	98,5	97,8	1485	98,3	96	1751	1534	1570
900	1000	1000	1000	1635	98,1	97,3	1479	98	95,4	1685	1523	1545
1000	1000	1000	1000	1634	97,8	96,9	1475	97,6	94,9	1637	1515	1529

Folosind discretizarea din figura 2, cu $k = 15$, $h = 120$, s-au obținut rezultatele din tabelul 1 pentru un interval de timp [0,100 s] și pasul $\Delta t = 0.2$ (se dau valorile în noduri din 10 în 10 secunde).

Exemplul 2. Pentru placa bidimensională din figura 2 să se determine regimul tranzitoriu în cazul izolării termice a porțiunii CD, pe restul frontierelor menținîndu-se condițiile de la exemplul 1, iar încălzirea se face printr-o sursă de căldură distribuită intern după legea:

$$f(x, y, t) = e^{-\frac{t}{2}} \cos x \cos y.$$

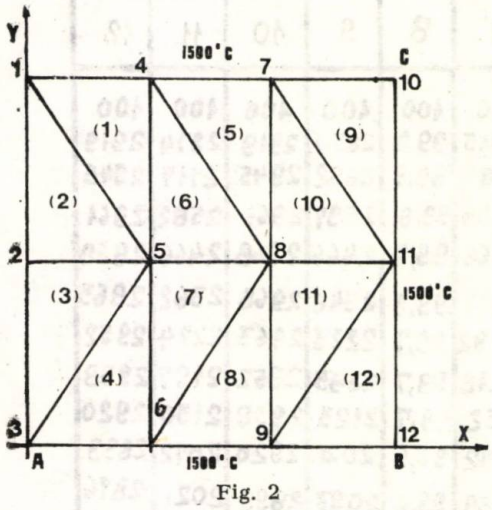


Fig. 2

Temperatura inițială este $T_0(x, y) = 100°C$. Condițiile pe frontieră în acest caz devin:

$$T\Big|_{AD} = 1\,000°$$

$$\frac{\partial T}{\partial n}\Big|_{CD} = 0 \quad \frac{\partial T}{\partial n}\Big|_{ABC} = h(T - 1\,500).$$

Rezultatele simulării numerice sînt prezentate în tabelul 2, pe un interval de timp [0,1000 s] cu $\Delta t = 0.2$ (se dau valorile în noduri din 100 în 100 secunde).

6. Concluzii

Discretizarea spațială prin metoda elementelor finite prezintă o serie de avantaje față de metode similare cum ar fi metoda rețelelor. În primul rînd forma elementelor poate fi aleasă oricum, ceea ce permite calculul regimului tranzitoriu pentru corpuri cu geometrii dintre cele mai variate. În al doilea rînd, problemele pentru corpuri neomogene din punct de vedere al proprietăților termice, se abordează în mod asemănător, alegînd elementele în așa fel, încît să avem omogenitate locală. Formulele de calcul din §3 și §5 rămîn invariante la modificarea formei elementelor.

Bibliografie

[1] *Huebner, H. K.* The finite element method for engineers, New York, 1975.

[2] *Brătianu, C.* Metode cu elemente finite în dinamica fluidelor, Editura Academiei R.S.R., București, 1983.

[3] *Marciuk, I. G.* Metode de analiză numerică, Editura Academiei R. S. R., București, 1983.

[4] *Vladimirov, V. S.* Ecuațiile fizicii matematice, București, 1980.

CZ 621.314.2 : 621.34

MAȘINI ELECTRICE
CONVERTOARE STATICE

Considerații tehnico-economice privind mașinile electrice asociate cu convertoare statice

GHEORGHE ATANASIU* — TIMIȘOARA

Introducere

Acționările electrice cu turație reglabilă folosind convertoarele statice (AETR) sînt astăzi utilizate în toate ramurile industriale. Datorită dispozitivelor cu semiconductoare comandate, toate tipurile de mașini electrice, de c.c. sau c. a., permit modificarea vitezei de rotație.

* Catedra de utilizări și mașini electrice a Facultății de electrotehnică, Institutul politehnic Timișoara.

Performanțele tehnico-economice ale mașinilor electrice cu turație reglabilă (METR) sînt dictate, în mare măsură de performanțele motoarelor electrice utilizate (motoare de c.c., asincrone sau sincrone), care impun alegerea tipului de convertoare statice (CS).

Motoarele de c.c., datorită posibilității intrinseci de reglare simplă a turației, au fost primele utilizate în AETR, fiind alimentate de la un redresor semi- sau total comandat.

Limitările care intervin (plaja de puteri, turaţie, mediu explosiv etc.) derivă din existenţa comutatorului mecanic.

AETR cu motoare de c. a. (m. a., sau m. s) cîştigă astăzi tot mai mult teren, înlocuind motoarele de c. c. chiar în domeniile care le erau rezervate în exclusivitate (de ex. în tracţiunea electrică). Puterea motoarelor de c. c., este limitată superior la ordinul a 2—5 MW, iar turaţia, în special, are limite, atît în domeniul turaţiilor joase (~ 20 rot/min), cît şi în cel al turaţiilor ridicate (~ 2 000 rot/min).

METR de c.a. nu prezintă practic aceste limitări. Puterile pot depăşi 40—50 MW, iar turaţiile ating uşor valori de peste 6 000 rot/min. Avînd în vedere faptul că există două tipuri de motoare de c. a., motoare asincrone şi motoare sincrone, performanţele lor diferite se imprimă şi asupra performanţelor sistemului de AETR.

Necesitatea obţinerii unei puteri reactive dintr-un circuit exterior (reţea sau baterii de condensatoare) constituie dezavantajul major al tuturor m. a. Pe lîngă aceasta, în timpul pornirii, m. a. preia din reţea un curent ridicat, care poate conduce şi la un cuplu ridicat, care nu totdeauna este de dorit. Datorită acestor două considerente AETR cu m. a. sînt limite la puteri de ordinul a 2 MW. În schimb, m. a. sînt robuste (cazul rotoarelor în s.c.) şi prezintă un gabarit redus faţă de alte tipuri. Utilizarea m. a. cu rotorul bobinat, în cascadă subsincronă, permite mărirea limitei de puteri la pragul superior (40—50 MW), dar scade considerabil plaja de turaţie (sub 2 000 rot/min).

Utilizarea m. s. în AETR prezintă unele avantaje atît faţă de m. a., cît şi faţă de motoarele de c. c. Maşinile sincrone au plaja de putere şi de turaţie cea mai largă (nelimitată nici superior şi nici inferior), nu necesită putere reactivă dintr-un circuit exterior, iar caracteristicile mecanice sînt liniare, similare cu cele ale motoarelor de c. c. În schimb necesită un sistem de excitaţie în c. c. în rotor. Acesta poate fi realizat prin magneţi permanenţi (pentru puteri mici şi medii) sau electromagnetic cu sau fără inele de contact.

Avînd în vedere existenţa simultană a acestor trei posibilităţi de realizare a METR se impune o analiză a performanţelor tehnice, cît şi economice globale, precum şi un mod de determinare a unor indici de utilitate sau de calitate.

1. Parametrii maşinilor electrice cu turaţie reglabilă

Caracteristicile AETR sînt impuse în primul rînd de performanţele motoarelor de acţionare. Structura diferită a celor trei tipuri de m. e. conduce la deosebiri notabile, rezumate în tabelul 1. Numitorul comun al comparaţiei s-a ales cuplul specific m (Nm/kg), care delimitează net cele trei tipuri de m.e. (fig. 1) Conform datelor din [5] s-a determinat variaţia preţurilor unitare $p[pu/\text{kg}]$ şi $p'[pu/Nm]$ pentru trei tipuri de m.e. din seriile unitare.

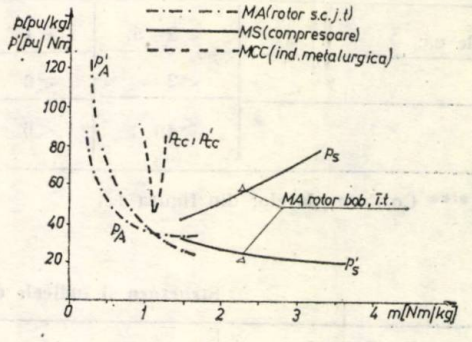


Fig. 1

Se remarcă detaşarea m. s. care prezintă plaja cea mai largă a cuplului specific, precum şi un preţ unitar p' cel mai scăzut. O primă constatare: maşinile de c. c. şi m. a. sînt indicate pentru puteri mici şi medii, iar m. s. pentru puteri medii şi mari. Înlocuirea excitaţiei electromagnetice prin magneţi permanenţi, permite luarea în consideraţie a motoarelor sincrone şi pentru puteri medii sau mici.

Tipul motorului electric dictează alegerea tipului de convertor static (CS). Pentru a avea condiţie similară în exploatare, structura CS va permite atît reversarea turaţiei cît şi funcţionarea recuperativă, atît pentru acţionările în c.c., cît şi pentru cele în c. a. Pentru AETR cu motoarele de c. c. avem deci în vedere un CS alcătuit din două redresoare comandate, în antiparalel. Structura acestui tip de CS o definim prin expresia:

$$S_{cc} = \{12Tk_a\}. \qquad (1)$$

În (1) T reprezintă tiristorul iar k_a ansamblul aparatajului auxiliar (comandă şi protecţie).

Pentru acţionările în c. a. structura CS este redată în tabelul 2. S-a luat în consideraţie ansamblul redresor-invertor cu circuit intermediar de tensiune (constantă sau variabilă), notat CSUc şi CSU_v, precum şi cel cu circuit intermediar de curent, notat CSI. În ambele cazuri s-a considerat invertorul autonom (IA) sau independent (II). Un caz aparte îl constituie CS sub forma cicloconvertorului, notat CC.

Preţul unei diode se consideră 1/3 din preţul unui tiristor ($P_D = \xi P_T$, $\xi = 0{,}33$). În calcularea indicelui de preţ pentru cazul m. de c.c. şi m.s. s-a neglijat preţul sistemului de excitaţie, avînd în vedere ponderea sa extrem de mică (~ 5%).

Tabelul 1

Performanţele m.e. utilizate în AETR

Tipul motorului / Carac.	Puterea, MW	Tensiunea, kV	Factorul de putere	Rand., %	Dom. de turaţie,	Cuplul* specific, Nm/kg	Preţul** unitar, pu/Nm
M. de c.c.	$<2 \div 5$	<1	1	$\leqslant 95$	$<2\,000$	$0,9 \div 1,2$	$45 \div 90$
M.a.	<2	<6	$<0,94$	$\leqslant 95,5$	$<6\,000$	$0,25 + 1,6$	$110 \div 25$
M.s.	$\lesssim 40$	<6	$\leqslant 1$	$\leqslant 96$	$<6\,000$	$1,4 \div 3,5$	$31 \div 20$

* ** Conform datelor din figura 1

Tabelul 2

Structura şi indicele de preţ relativ al CS pentru. AETR de c.a.

Tipul / Caract.		Structura (S_{ca})		Indicele de preţ* relativ pentru	
		AETR cu MA	AETR cu MS	$k_c = 1,5$ MA	$\xi = 0,33$ MS
CSUc	IA	$[(6T + 6D) + (6T + 12D)k_c]\, k_a$	$[(6T + 6D) + (6T + 6D)]k_a$	1,9	1,33
	II	$[(6T + 6D) + (12T + 12D)k_c]\, k_a$		2,67	
CSUv	IA	$[12T + (6T + 12D)k_c]\, k_a$	$[12T + (6T + 6D)]\, k_a$	2,25	1,67
	II	$[12T + (12T + 12D)\, k_c]\, k_a$		~ 3	
CSI	IA	$[6T + (6T + 6D)\, k_c]\, k_a$	$(6T + 6T)\, k_a$	$\sim 1,5$	1
	II	$(6T + 12Tk_c)\, k_a$		2	
CC		$36\ T\ k_a$		>3	

* Indicele de preţ relativ este obţinut prin raportare la AETR de c.c. cu un CS format din două redresoare comandate în antiparalel, avînd structura $12Tk_a$.

Se remarcă imediat structura mai complexă a CS pentru AETR de c.a. În cazul CS cu circuit intermediar de tensiune intervin suplimentar în invertor, diodele de curent invers (6D). În plus, pentru invertorul independent sînt necesare tiristoarele, diodele şi condensatoarele de comutaţie. Acestea din urmă au fost evidenţiate prin factorul k_c. Pentru acţionările cu m. a. diodele şi condensatoarele sînt necesare şi în cazul invertorului autonom, reducîndu-se la jumătate doar numărul tiristoarelor. Motorul sincron prin supraexcitaţie reprezintă o sursă de putere reactivă cu caracter capacitiv şi în cazul IA poate înlocui condensatoarele de comutaţie (în acelaşi timp şi diodele de separare).

Structura cea mai simplă o are CSI, în special pentru AETR cu m.s., fiind similară cu cea a acţionărilor cu motoare de c. c.

Utilizarea m. s., în AETR se face sub forma maşinilor electrice cu comutaţie statică (MECS), care datorită autoreglării frecvenţei tensiunii indusului elimină fenomenul pendulărilor, prezentînd o stabilitate similară cu cea a servomotoarelor de c. c. [1]. În ultimul timp pornirea motoarelor sincrone de mare putere (40 MW) se face tot sub forma MECS [2, 3].

Toate METR utilizînd CS conduc la valori pulsatorii ale cuplului momentan. La turaţii joase aceste pulsaţii pot deranja sistemul de acţionare. Micşorarea pulsaţiilor se poate face prin mărirea numărului de pulsuri ale CS sau obţinerea unor tensiuni şi curenţi de forme apropiate de o sinusoidă (invertoare cu unde modulate cu pulsuri de lăţimi diferite sau utilizarea cicloconvertoarelor pentru puteri mari) [3].

Pe baza structurii CS se poate face şi o apreciere cantitativă a preţului lor, element care poate deveni esenţial în luarea unei decizii pentru alegerea unei METR. Se consideră preţul unui CS cu structura conform (1) pentru AETR de c. c., ca preţ de bază. Pentru cazul cînd preţul unei diode de putere este 1/3 din cel al unui tiristor de tensiune şi curent echivalente, iar ansamblul condensatoarelor mă-

reşte cu 50 procente costul invertorului (k_c = = 1,5), se obţin indicii de preţ relativi, redaţi în tabelul 2. Aceste valori *orientative* ne permit o apreciere, apropiată de realitate, a diferitelor CS. Desigur că, o evaluare exactă este foarte dificilă şi nu se poate face decît pe cazuri concrete, avînd la bază echipamente livrate de *aceeaşi firmă*.

După cum era de aşteptat structura CSI/IA conduce la valorile relative cele mai mici, atît în cazul m. a. (~ 1,5), cît şi al m. s. (1).

2. Determinarea indicilor de calitate

Pentru determinarea unor indici de calitate comparativi considerăm patru structuri diferite — cele mai uzuale — redate în tabelul 3. S-au considerat şapte parametri, care s-au convertit în indici numerici calitativi, considerîndu-se patru grade calitative.

Stabilirea preţului relativ al METR s-a făcut în baza figurii 1 şi a tabelului 2. Cele trei tipuri de motoare au plaja comună în jurul valorii cuplului specific de 1 Nm/kg, zonă pentru care m. a. şi m. s. au preţuri identice ($p'_A = p'_s = 35$ *pu* Nm), care reprezintă 0,78 din cel al motoarelor de c. c. (p'_{cc} = = 45 *pu*/Nm). Preţul relativ al unei acţionări poate fi apreciat prin relaţia (2):

$$P_{r(\text{Act})} = P_{r(\text{Motor})} + P_{r(\text{CS})}. \qquad (2)$$

Determinarea indicelui de calitate rezultă din relaţia:

$$I_c = \sum_i (p_i \cdot i_{ci}). \qquad (3)$$

Tabelul 4

Determinarea coeficienţilor de importanţă pentru METR

Puterea	Domeniul de turaţie	Caract. statice	Caract. dinamice	Pulsaţiile cuplului	Fact. de putere	Preţul relativ
Puterea	\	+	–	–	–	–	+
Dom.de turaţie	–	\	–	–	–	–	+
Caract. statice	+	+	\	–	–	–	+
Caract. dinamice	+	+	+	\	+	–	+
Pulsaţiile cuplului	+	+	+	–	\	–	+
Fact. de putere	+	+	+	+	+	\	+
Preţul relativ	–	–	–	–	–	–	\
Suma plusurilor	4	5	3	1	2	0	6
Ierarh. cond. K_i	5	6	4	2	3	1	7
Ponderi $p = \frac{K_i}{\Sigma K_i}$	0,179	0,214	0,143	0,071	0,107	0,036	0,250

Tabelul 3

Parametrii METR şi convertirea lor în indici calitativi (i_c)

Parametrii \ METR		Puterea	Domeniul de turaţie	Caract. statice	Caract. dinamice	Pulsaţiile cuplului	Factor de putere	Preţul relativ
CC 2Rd ↕		Limitată superior 0,33	Limitat superior şi inferior 1 :50 0,66	Liniare 1	Slabe din cauza colectorului 0	Apar la turaţii joase 0,33	Depinde de cd. redres. 0	2 0,66
MA	CSU_v	P. joase şi medii 0,33	Domeniu larg 1 :10 0,33	F. bune 0,66	F. bune 0,66	Apar la turaţii joase 0,33	Depinde de cd. redres. 0	2,45 0
	CS1	P. medii şi mari 0,66	Domeniu larg 1 :10 0,33	Bune 0,33	Bune 0,33	Apar la turaţii joase 0,33	Depinde de cd. redres. 0	2,28 0,33
MS	CS1 (MECS)	P. în toată gama 1	Domeniu f. larg 1 :50 1	Liniare 1	Excelente 1	Apar la turaţii joase 0,33	Depinde de cd. redres. 0	1,78 1

Calitatea (c): excelentă :1; f. bună: 0,66; bună: 0,33; satisfăcătoare: 0.
* Preţul relativ al METR este calculat după relaţia (2).

Rezultatul este trecut în tabelul 5.

Acţionarea cu m. s. în schema MECS este cea mai ieftină, iar cea cu m. a. în schema CSUv cea mai scumpă. Concluzia este în concordanţă cu realitatea.

Tabelul 5

Indicii de calitate pentru METR cu CS

Ind. de cal. / Tipul METR	MCC	MA		MS/CS1
		CSUv	CS1	
I_c	0,54	0,31	0,38	0,89

Calitatea : excelent = 1 ; f. bună = 0,66 ; bună = 0,33 ; satisfăcătoare = 0.

Stabilirea indicilor de calitate a necesitat determinarea coeficienţilor de importanţă ai parametrilor [4], conform tabelului 4. Prin semnul „+" s-a notat faptul că un parametru s-a considerat mai important decît cel cu care se compară.

3. Concluzii

Analiza tehnico-economică a METR folosind CS se impune astăzi ca o necesitate, datorită multiplelor structuri propuse de firmele constructoare. O orientare clară nu este încă la îndemînă utilizatorului.

Consideraţiile expuse au analizat aspectul *general* al METR, atît din punct de vedere tehnic cît şi economic. Indicii de calitate calculaţi — pentru patru cazuri particulare — au relevat o calitate superioară în cazul utilizării m. s. faţă de cei obţinuţi pentru motoarele de c. c. sau asincrone. Considerăm acest rezultat ca fiind semnificativ şi nesurprinzător. Performanţele deosebite ale MECS — în toată gama de puteri — relevate în toate lucrările de specialitate, confirmate în practică, au mutat polul interesului spre aceste structuri. Dezvoltarea electronicii de putere şi de comandă (microprocesoare) favorizează mult sistemele de acţionări în c. a.

Fiecare sistem de acţionare concret, impune o analiză tehnico-economică, de genul celei efectuate în lucrare, în vederea alegerii unei soluţii optime, atît tehnic cît şi economic.

Bibliografie

[1] *Atanasiu Gh.* Consideraţii privind maşina electrică cu comutaţie statică. Sesiunea jubiliară de com. ştiinţ. a Universităţii din Craiova, 27—28 noiembrie 1981.

[2] *Imai, K.* New applications of commutatorless motor systems for starting large synchronous motors. Electrical Engineering in Japon, vol. 95, 1975, nr. 6.

[3] *Bimal, K.* Bose Adjustable Speed AC Drive Systems IPEE Press, N. Y., 1981.

[4] *Mareş, D., Crăciunescu, V.* Economia cercetării şi de z voltării produselor. Ed. Facla, Timişoara, 1975.

[5] — CIMAE — Craiova România, Nomenclator de produse, Maşini electrice rotative, 1980—1981.

[6] *Stemmler, H., Meyer, A.* Entrainements triphasé à vitesse variable à convertisseur — Un apercu. Rev, Brown Bovery, 4/5-1982.

NOTE

Echipament pentru tratarea suprafețelor, construit de KOVOFINIŠ, prezentat la Tîrgul de construcții mecanice—Brno 1983

Constructorul exclusiv al echipamentelor pentru tratamentul suprafeţelor KOVOFINIŠ este un expozant tradiţional la Tîrgurile internaţionale de construcţii mecanice de la Brno. La expoziţia din 1983 această firmă a prezentat o serie de echipamente pentru tratamentul suprafeţelor.

Cele mai importante exponate ale standului KOVOFINIŠ au fost secţiunile de intrare şi de ieşire, cuprinzînd lanţuri de electroliză pentru metalizarea în masă. Cele două secţiuni mecanizează şi automatizează operaţiile de încărcare şi de descărcare a tamburilor de metalizare. Încărcarea tamburilor cu cantitatea preselecţionată de piese se face prin partea de intrare a secţiunii. Un mecanism prevăzut în această parte asigură spălarea şi bascularea unei palete metalice de încărcare a pieselor cu masa maximă de 800 kg, transportul pieselor într-un alimentator, cîntărirea cantităţii preselecţionate şi transportul pieselor în tamburul de metalizare. Partea de ieşire a secţiunii execută transportul pieselor metalizate şi uscate în apropierea unei centrifuge la paletele care sînt situate în spatele lanţului.

Procedeul de încărcare şi de descărcare a tamburilor de metalizare este automatizat. Operatorul, doar din timp în timp, încarcă paleta şi, eventual, deschidere şi închide capacul tamburului de alimentare.

Noile cabine cu masă, cu ecran de apă, sînt reprezentate prin **instalaţia Dynaclean**. Această serie tipizată de cabine de proiecţie a produselor de acoperire, funcţionînd printr-un nou sistem, se caracterizează printr-o filtrare perfectă a produselor de acoperire dispersate care sînt interceptate de aerul aspirat printr-un ecran de apă. Cabinele operează fără pompă de apă, fără jicloare sau alte filtre. Ele se disting printr-o înaltă eficienţă a filtrării şi prin posibilitatea de aplicare a acoperirilor abrazive, ca şi a materialelor de acoperire cu pudră de zinc, email umed etc. În plus, ele sînt mijloace de exigenţă sporită în circulaţia uniformă a aerului în zona de lucru.

O altă instalaţie expusă este **echipamentul de uscare model ARTUR** care usucă piesele cu ajutorul unei suspensii prevăzută pe lanţul de tratament electrochimic şi chimic, al suprafeţei. Prin concepţia sa acest echipament poate fi folosit în aceeaşi măsură şi la uscarea pieselor în coşuri.

Echipamentul ARTUR este prevăzut cu uscător cu cuvă, avînd automatizată reglarea temperaturii şi închiderea zonei de uscare cu recircularea aerului de uscare, care circulă prin zona de uscare în direcţie verticală. Echipamentul posedă încălzire cu abur şi este comandat prin programul afişat al lanţului de ieşire de la pupitrul de comandă sau direct prin intermediul unui intrerupător.

Alte echipamente ale uzinei KOVOFINIŠ expuse la Tîrgul internaţional de construcţii mecanice de la Brno au fost: **instalaţia de metalizare (NTV)**, care se utilizează la metalizarea în masă a unor categorii de piese, cum sînt de exemplu, **dispozitivele de racordare**. Această instalaţie se poate utiliza pentru toate tipurile de procese galvanice, cu excepţia celui de cromare.

Toate atelierele de electroliză modernă pot folosi **aparatele de filtrare FA 23 S**. Această versiune de aparat într-o construcţie mobilă, ca şi pompa sa, se fabrică din polipropilenă, fapt ce permite aplicarea băilor acide sau alcaline. Aparatul posedă o suprafaţă de filtrare maximă de doi metri pătraţi, o fiabilitate de service, funcţionare economică şi întreţinere uşoară.

Domeniul echipamentelor pentru tratamentul organic al suprafeţelor este reprezentat printr-o nouă serie de **pistolete de pulverizare RH12, RS13, şi RD14**. Noua serie se bazează pe experienţa bogată a constructorului, ca şi pe instrucţiunile precise pentru utilizatori. Pe lîngă tehnica avansată şi randamentul superior pistotelele se caracterizează printr-o soluţie judicioasă a formei, care răspunde esteticii industriale.

Alte echipamente de aplicare a produselor de acoperire fabricate şi expuse de KOVOFINIŠ sînt **instalaţii de înaltă presiune model VYZA 3** cu comandă pneumatică şi modelul **VYZA E1—1** cu comandă electrică. Datorită acţiunii unei înalte presiuni asupra materialului de acoperire şi a folosirii unui pistolet special de pulverizare cu un joc de jiclor, cu aceste instalaţii se obţine o pulverizare fină a materialului de acoperit, ceea ce influenţează favorabil asupra consumului de material. Totodată, este redusă la minimum contaminarea ambianţei de muncă în atelierele de acoperiri. Echipamentele citate pot fi conectate la diverse accesorii opţionale: cărucior de

manipulare, aparate de curăţire şi de filtrare etc.

Cele două modele pot fi echipate cu mai multe jicloare în funcţie de viscozitatea materialului de acoperire.

Paralel cu acestea expoziţia KOVOFINIŠ a mai prezentat **un post de lucru cu robot de pulverizare** destinat atelierelor de vopsire. Robotul dispune de un rezervor cu presiune, un epurator de aer, un regulator de presiune şi un pistolet automat.

Caracteristicile tehnice ale echipamentelor expuse sînt:

Metalizarea în masă

— dispozitivul de basculare:
- capacitate portantă, kg 800
- timp minim de montare, s 43
- timp minim de centrare, s 35

— balanţa electromecanică:
- gama de reglaj minim/maxim, kg 5/50

— dimensiuni de gabarit, mm . . . . . .6 000 × 4 500

— masa, kg 3 900

Cabină Dynaclean

— tip 1 520 — pe masă, mm . . . . . .1 520 × 1 520 ×1 500

— masa maximă a pieselor, kg . . 10

ARTUR:
- zona de lucru, mm . . . . . .2 250 × 800 × 1 400
- temperatura de uscare, °K 1 383

— energia: aburului, °K . . . . . .415 03 MPa
electrică, V/Hz . . . . .3 × 380,50
aerului, MPa . . . . . .0,3—0,6

— debitul de aer, m³/s 2,7

— dimensiuni mm . . . . . .2 600 × 1 780 × 2 170

— masa, kg 1 450

— şarja admisă pe banc, kg 200

— instalaţia de metalizare NTV:
- şarja maximă de piese, kg/dm³ . . . . . .30 × 50 /20

Curentul maxim de metalizare . 800A—18 V
Diametrul de perforare la tambur, mm 2,8
Dimensiuni, mm . . . .1 725×1 393×1 782
Masa, kg 475

Aparat de filtrare FA 23 S:
Debitul maxim al pompei, dm³/mm . . . . . .170 ± 10
Suprafaţa de filtrare, m² 2
Înălţimea de elevaţie, MPa 0,19
Zona de lucru, dm³ 16
Temperatura de lucru, °K 343
Puterea absorbită de aparat, kW . . . 2,2
Dimensiunile aparatului, mm . .980×565× . . . . . × 1 230
Masa aparatului, kg 120
Presiunea de lucru, MPa . . .0,4 la 0,7
Presiunea de ieşire, MPa . . . . 9 la 16
Randamentul în kg al produsului de acoperit, pe oră . . . . . 60 la maximum
Dimensiunile instalaţiei, mm . . . . . ∅320 × 690
Masa instalaţiei, kg 25

Instalaţia de pulverizare VYZA EL — 1:
Tensiunea de lucru, ...3 × 380/220 . . . . . .V, 50 Hz
Puterea absorbită de instalaţie, kVA 1,9
Presiunea maximă de intrare, MPA . .16
Dimensiunile instalaţiei, mm . 585 × 430 × . . . . . .× 535
Masa instalaţiei, kg 47

Postul de lucru cu robot:

ZT 250 M/S — volumul 242 litri, ∅700 × 1 200 mm, masa 148 kg

OVO 150 — presiunea de lucru: 0,7 MPa ∅ 500×800 mm, masa 50kg

RT 4 — reglajul presiunii aerului de la 0—0,7 MPa, 180 × 310 × × 160 mm, masa 4,8 kg

AP 5 L — presiunea de lucru 0,3 — — 0,6 MPa, filetul de racordare M 14 × 1,5, masa 1,1 kg.

Constructorul acestor instalaţii este KOVOFINIŠ, iar exportatorul — STROJIMPORT care pune la dispoziţia beneficiarilor orice documentaţie pentru produsele respective.

Greta Andrei

Echipamente electronice de calcul – ROBOTRON

Calculatoare de birou — robotron A 5110, A 5120, A 5130

În ideea raţionalizării activităţilor de birou şi pentru rezolvarea unor sarcini de contabilizare, facturare şi culegere de date, Robotron a dezvoltat un program gradat de calcul, care funcţionează pe bază de module unitare (minicalculator — robotron I 1520) şi este caracterizat printr-un sistem de funcţionare modular (SIOS 1526), compatibilitate de sistem, operare uşoară şi siguranţă maximă de funcţionare şi de date. Domeniul larg de utilizare a calculatoarelor de birou este sprijinit şi de un software aplicativ şi de proces.

Prin prezenţa compilatoarelor pentru limbaje de programare superioare (ca BASIC şi COBOL), se facilitează eficienţa elaborării de programe. La calculatoarele de birou care pot funcţiona ca unităţi independente, precum şi ca terminale pentru teletransmisia de date se poate lega o periferie variată.

Robotron A 5110

este varianta de bază-un echipament complet tastatură-imprimare pentru editarea de formulare. Miniafişajul alfa-numeric permite o operare uşoară. Echipamentul robotron A 5110 poate fi folosit şi programat, stocarea programelor făcîndu-se pe memorii PROM. Un mare avantaj îl constituie diversitatea tehnicii de alimentare, cum ar fi rola de hîrtie, dispozitivul Leporello şi alimentarea pagină cu pagină. Acest echipament poate fi folosit eficient în întreprinderi mici pentru facturări, culegere de date şi corespondenţă.

Robotron A 5120

este un calculator de birou cu afişaj, care în funcţie de comandă, poate să conţină diskette sau discuri de memorie. Performanţa acestui echipament poate fi ridicată prin introducerea în configuraţie a unei imprimante. Astfel se poate facilita prelucrarea de texte.

Tastatura este avantajoasă pentru culegerea de date în masă : datele culese se teletransmit la calculatorul central prin diskette sau discuri de memorie. Echipamentul robotron A 5120 este indicat pentru culegere şi prelucrare de date.

Robotron A 5130

reuneşte în modelul de bază imprimantă, afişaj, tastatură şi memorie externă. În funcţie de domeniul de utilizare şi de dotarea suplimentară suporţii de date pot fi discuri, diskette şi casete de bandă magnetică. Calculatorul de birou rabotron A 5130 oferă clienţilor un loc de muncă confortabil. Acest echipament poate fi utilizat pentru culegere de date şi prelucrare de date, precum şi culegere de date prin afişaj şi cartele magetice. Echipamentul robotron A 5130 mai poate fi utilizat economic, cu memorie externă suplimentară, pentru facturări şi prelucrare de texte.

Sistemul robotron A 5220

Acest sistem se bazează pe minicalculatorul robotron K 1520, care are opt staţii de date K 8913 conectabile la o distanţă maximă de 500 m de unitatea de comandă.

Cele mai importante funcţii ale acestui sistem sînt culegerea de date prin tastatură, verificarea, memoria intermediară în fişiere şi prelucrarea pe diskette sau bandă magnetică de 1/2″. Unitatea de comandă evidenţiază clar avantajele minicalculatorului K 1520 : format de prelucrare 8 bit paralel, zonă de adresare de 64 KByte, legare teletransmisie tip V 24 la terminale, precum şi operare prin tastatură şi afişaj.

Pe lîngă varianta off-line este posibilă şi o transmisie în stive on-line.

Sistemul de date înlocuieşte definitiv sistemele vechi de prelucrare bazate pe cartele şi bandă perforată. Acest lucru se referă în primul rînd la oficii de calcul şi de organizare, centre industriale, instalaţii comerciale şi de deservire, precum şi la domeniul asistenţei medicale.

Staţia de date K 8913 este comandată prin microprogram şi este dotată cu un afişaj cu tastatură ANF-COPACT 1024/1920. Varianta K 8913. 02 deţine suplimentar imprimanta serială 1152.

Dezentrale Datentechnik

Programul modular de produse „Dezentrale Datentechnik" reprezintă un grad înalt de unificare a tehnicii de sistem şi a programării pe diferite nivele.

Conceptul se evidenţiază prin :

— bază tehnică unitară — pe minisisteme de 8 şi 16 bit ;
— standardizarea şi compatibilitatea suporţilor de date ;
— programe pe diferite nivele ;
— execuţie constructivă, design plăcut ;
— sisteme de lucru modulare.

Prin conceptul de bază modular, la o selecţionare optimă de hardware, se poate realiza un software aplicativ corespunzător.

Principiile de bază logico-funcţionale interne şi externe ale hardware permit supravegherea comportării sistemului. Se eliberează efectiv pachete de programe pentru diferite aplicaţii, ceea ce permite o reducere de efort şi operare simplă.

În funcţie de domeniul de utilizare Robotron oferă 5 direcţii de comercializare a programului de produse „Dezentrale Datentechnik" : calculatoare de birou, sisteme de prelucrare

date, sisteme de prelucrare texte, sisteme de calcul, terminale şi OEM.

Programul de produse este caracterizat de prelucrări de date în funcţie de locul de muncă şi permite soluţii optime şi avantajoase ca preţ pentru întreprinderi mici ca : filiale, reprezentanţe comerciale, întreprinderi de comerţ sau instituţii administrative.

La locul de formare a datelor, se efectuează culegerea şi prelucrarea lor din punct de vedere hard şi soft, în volume diferenţiate şi se creează dialogul necesar cu staţiile terminale. În prelucrarea de date la distanţă acest lucru implică subsisteme. Întreprinderi mari, care sînt împărţite funcţional şi teritorial, pot implementa pentru probleme complexe de planificare, conducere, facturare, calculatoarele centrale.

Astfel este oricînd posibilă realizarea şi completarea prelucrării informaţionale la orice nivel.

Configuraţia variabilă permite utilizarea de echipamente terminale (afişaje), aparate complexe (contabilizare, facturare) şi realizarea de sisteme complexe (minicentre de calcul).

Principiile de rezolvare folosite se regăsesc în tot programul de produse şi oferă utilizatorului mari avantaje prin soluţii tehnice de bază similare, putînd să-i ofere echipamente specifice domeniului său de responsabilităţi.

Imprimante Robotron — un program complet pentru fiecare utilizator OEM

Imprimanta Robotron face parte din programul de produse OEM al combinatului Robotron. Practica eficienţei economice a dovedit că programul OEM, prin divizarea muncii, cooperare şi specializare oferă clienţilor produse cu un raport preţ/performanţă avantajos, ce caracterizează şi tehnica de imprimare multilaterală Robotron, care corespunde cerinţelor pieţii prin următoarele produse noi:

Imprimanta serială robotron 1152

Imprimanta serială robotron 1152 poate fi utilizată avantajos ca echipament de scriere în automate electronice de scris, ca unitate de ieşire în contabilizare, facturare şi culegere de date, ca unitate de imprimare în terminale şi ca imprimantă într-un sistem de prelucrare de date.

Implementarea discului de imprimare (cu caractere alfa-numerice), a motorului pas cu pas şi a unui sistem electronic modern de comandă bazat pe microprocesor permite realizarea unui grad înalt de utilizare :

— calitate bună a imprimării;
— utilizarea mai multor feluri de scriere prin înlocuirea cu uşurinţă a discului cu caracter;
— tehnică de formularizare;
— fiabilitate ridicată, efort de întreţinere mic;
— imprimare în ambele sensuri (dreapta — stînga; stînga — dreapta);
— diviziunea caracterului variabilă.

Caseta de bandă color poate fi livrată cu bandă carbon pe ţesătură şi bandă film. Formularistica variată permite utilizarea imprimatei seriale 1152 în cele mai diferite domenii. Unitatea de suport hîrtie este uşor înlocuibilă.

Imprimanta serială alfa-numerică-robotron 1157

Această unitate de ieşire universală, poate fi utilizată datorită unei frecvenţe mari de imprimare, în toate domeniile.

Această imprimantă lucrează în sistemul mozaic şi se foloseşte pentru tipărirea de informaţii de ieşire în minisisteme de calcul, în contabilitate şi facturare, precum şi ca terminal. Pentru imprimanta robotron 1157 sînt caracteristice : sisteme de scriere dependente de limbă, grad înalt de fiabilitate, operare simplă, adaptare la orice configuraţie de calcul, posibilitatea de selecţionare a formatului prin tehnica de formularizare orientată şi comandă prin microprocesor.

Imprimanta termică robotron TSD 16

Imprimanta TSD 16 funcţionează după principiul modern de termoimprimare şi poate fi folosită avantajos în domeniile unde nu sînt necesare copii, ca de exemplu în instalaţii de măsură şi control, minicalculatoare, calculatoare, de birou şi de buzunar şi echipamente numerice simple de culegere de date.

Această imprimantă foloseşte tehnologia TTL fiind caracterizată printr-o imprimare numerică şi alfa-numerică cu o viteză de 2 linii/s, un transport de hîrtie precis şi silenţios şi interfaţă specifică TTL.

G. Andrei

Manifestări tehnico-științifice

A 5-a sesiune științifică de tehnica acționărilor și automatizărilor electrice. Magdeburg, RDG, 10—11 aprilie 1984

Cu o periodicitate de trei ani, Universitatea tehnică „Otto von Guericke" din Magdeburg, R. D. G., este gazda unei sesiuni științifice, cu participare internațională, de *tehnica acționărilor și automatizărilor electrice*. La aceste sesiuni participă îndeosebi specialiști din R. D. G., dar și unii din țările socialiste. În acest an, între 10 și 11 aprilie, a avut loc a 5-a sesiune, sub conducerea prof. dr. sc. techn. J. Vogel, cunoscut specialist din domeniul acționărilor electrice și prorector al Universității tehnice din Magdeburg.

Din totalul de 40 de comunicări, 5 sînt susținute în plenul sesiunii, iar restul în 6 grupe de teme. Acestea sînt următoarele:

A_1: *Automatizarea sistemelor de mașini ale echipamentelor de laminoare și de transport* (conducător prof. dr. sc. techn. Vogel): conține 6 comunicări.

A_2: *Automatizarea sistemelor de mașini pentru mașini de fabricat și torsadat cabluri* (conducător prof. dr. sc. techn. Tessmer), cu 3 comunicări.

B_1: *Sisteme de acționare electrică pentru dispozitive de reglare și roboți industriali* (conducători prof. dr. sc. techn. Tessmer și prof. dr. ing. habil. Schönfeld); s-au prezentat 10 comunicări.

B_2: *Sesizarea și prelucrarea informației în sistemele de acționare electrică* (conducător prof. dr. sc. techn. Tessmer); cuprinde 3 comunicări:

C_1: *Elemente constructive electrice în sistemele automatizate de acționare* (conducători prof. dr. sc. techn. Budig și prof. dr. sc. techn. Thamm), cu 10 lucrări.

C_2: *Simularea sistemelor de acționare electrică* (conducător prof. dr. sc. techn. Thamm), cu 3 lucrări.

În comunicările prezentate se tratează chestiuni moderne și de actualitate, multe fiind cu aplicabilitate imediată în producție. Autorii provin din institute de cercetări și proiectare, din învățămîntul tehnic superior și din întreprinderi industriale.

Fără a se putea face aici analiza lucrărilor, se poate aprecia că această sesiune de specialitate cuprinde comunicări de înalt nivel științific, ea constituind un succes pentru organizatori.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Brașov.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică Informaţia“,
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2330

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS SZOLGÁLAT 1983

1984 DEC — 9

.204011

Energia

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 32 • NR 6 • AUGUST 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 6 august 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

Stanciu, V. : **Patru decenii de dezvoltare impetuoasă a industriei electrotehnice românești.**

Editorial p. 211

CZ 621 — 821.3 : 621.317.39

ACȚIONĂRI ELECTRICE
METODA ANALIZEI VALORII

Mereanu, A. ș.a. : **Optimizarea acționărilor electrice cu motoare asinerone.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 217

Lucrarea prezintă rezultatele optimizării totale și parțiale a acționărilor electrice cu motoare asincrone pe baza metodei analizei valorii. Studiul a avut în vedere o serie de criterii tehnice și economice ce au condus la rezultate complete pe baza modelelor analizate. Metodica elaborată are aplicabilitate generală la optimizarea oricărui tip de acționare electrică cu motoare asincrone și poate fi extinsă și la alte categorii și sisteme de acționare.

CZ 621.318.3 : 538.244.2; 538.26

ELECTROMAGNET DE C.C.
SCHEMA MAGNETICĂ ECHIVALENTĂ
REGIM DINAMIC

Hortopan, Gh., Nițu, S. : **Schemă magnetică echivalentă serie pentru electromagneții de curent continuu.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 233

Se prezintă o schemă magnetică echivalentă serie, potrivită pentru un calcul rapid al dependenței flux — curent, necesară în determinarea parametrilor dinamici ai electromagneților de curent continuu.

CZ 621.3.084 : 678.7

IZOLAȚII FLEXIBILE
POLIMERI

Nicola, Gr. : **Noi tipuri de polimeri folosiți în fabricația de izolații flexibile.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 237

Lucrarea expune : procedee folosite de autor pentru obținerea de izolații flexibile din clasa F de izolație termică (155°) ; studiile efectuate pentru obținerea lacului de acoperire pentru izolațiile flexibile din clasa F ; influența diferiților componenți de reacție din sinteza poliesterului asupra proprietăților finale ale peliculei polimere ; tehnologia de fabricare a lacului de acoperire a izolației flexibile, precum și proprietățile ei în condiții normale ca și după menținerea timp de 24 ore la 200° C.

CZ 621.398 : 535.33

SEMNALE PERIODICE
SPECTRU

Tiponuț, V. : **Asupra modificării spectrului semnalelor periodice prin transformarea pătratică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 242

În lucrare se afirmă și se justifică existența unei clase de funcții periodice de bandă nelimitată, care prin ridicare la pătrat conduc la funcții de bandă limitată.

CZ 621.369 : 621.316.052

METODA ELEMENTELOR FINITE
SISTEME DINAMICE

Cârstea, I. T. : **Optimizarea sistemelor dinamice cu parametri distribuiți prin metoda elementelor finite.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 245

În lucrare se prezintă determinarea controlului optimal pentru o clasă de SDPD folosind discretizarea spațială și temporală a variabilelor modelului matematic pe baza metodei elementelor finite, condițiile de optim fiind formulate pe baza principiului maximului.

CZ 621.314 : 621.382.3

TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ
RĂSPUNS TRANZITORIU

Păduraru, N. ș.a. : **Asupra calculului transformatoarelor de curent pentru răspuns tranzitoriu de precizie impusă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, p. 251

Lucrarea prezintă pe baza calculului de regim tranzitoriu al transmisiei curentului de scurtcircuit, o metodă de proiectare a transformatoarelor de măsură de curent pentru răspuns tranzitoriu de precizie impusă. Sînt analizate principalele mărimi electromagnetice utilizate în calculul de proiectare.

СОДЕРЖАНИЕ

Станчу, В.: **Четыре века высокого развития румынской электротехнической промышленности.**

Передовая статья стр. 211

УДК 621—821.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ
МЕТОД АНАЛИЗА ЗНАЧЕНИЯ

Мереану, А. и др.: **Оптимизация электрических приводов с асинхронными двигателями.**

Е.Е.А. —**Eelectrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 217

Работа представляет результаты частичной и общей оптимизации электрических приводов с асинхронными двигателями на основе метода анализа значения. Работа имела в виду ряд технологических и экономических критериев, которые приводят к полным результатам на основе анализируемых моделей. Разработанная методика имеет общую применяемость при оптимизации любого типа электрического привода с асинхронными двигателями и может применяться в других категориях и системах привода.

УДК 621.318.3, 538.244 2: 538.26

ЭЛЕКТРОМАГНИТ ПОСТОЯННОГО ТОКА
МАГНИТНАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА
ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ

Хортопан, Г., Ницу, С.: **Магнитная эквивалентная серийная схема для электромагнитов постоянного тока.**

Е.Е.А. — **Eelectrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 233

Представляется магнитная серийная эквивалентная схема, подходимая для быстрого исчисления зависимости потока от тока, необходимая в определении динамических параметров электромагнитов постоянного тока.

УДК 621.3.084: 678.7

ГИБКИЕ ИЗОЛЯЦИИ
ПОЛИМЕРЫ

Никола, Гр.: **Новые типы полимеров, используемые в изготовлении гибких изоляций.**

Е.Е.А. — **Eelectrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 237

Работа представляет: методы, используемые автором для изготовления гибких изоляций класса ф нагревостойкости (155°); испытания, проводимые для создания покровного лака для гибких изоляций класса ф, воздействие разных компонентов реакции в синтезе полиэфира на окончательные свойства полиэфирной плёнки; технология изготовления лака для покрытия гибкой изоляции, и её свойства в нормальных условиях, как и после сохранения 24 часов при 200°С.

УДК 621.398: 535.33

ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ
СПЕКТР

Типонуц, В.: **Об изменении спектра периодических сигналов при квадратном** преобразовании.

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 242

В работе подтверждается и обосновывается существование класса периодических функций беспредельной полосы, которые при возведении в квадрат приводят к функциям предельной полосы.

УДК 621.369: 621.316.052

МЕТОД ЭЛЕМЕНТОВ КОНЕЧНОГО ПОРЯДКА
ДИНАМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Кырстя, И. Т.; **Оптимизация динамических систем с параметрами распределительными (ДСПР) через метод элементов конечного порядка.**

Е.Е.А. — **Eelectrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 245

В работе представлено определение оптимального контроля для класса ДСПР используя пространственную и временную дискретизацию переменных математической модели на основе метода элементов конечного порядка, условия оптимума будучи с формулированы на основе принципа максимума.

УДК 621.314: 621.382.3

ТРАНСФОРМАТОРЫ ИЗМЕРЕНИЯ
ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Пэдурару, Н. и др.: **О вычислении трансформаторов тока для переходной характеристики заданной точности.**

Е.Е.А. — **Eelectrotehnica 32**, №. 6, август 1984, стр. 251

Работа представляет на основе вычисления переходного режима передачи короткозамыкающего тока, метод проектировки трансформаторов измерения тока для переходной характеристики заданной точности. Анализируются главные электромагнитные величины, используемые вычислением проектировки.

INHALT

Stanciu, V.: **Die vier Dekaden der unaufhaltsam Entwicklung des Rumänischen elektrotechnischen Industrien.**

S. 211

DK 621—821.3 : 621.317.39

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
METHODE DER WERTANALYSE

Mereanu, A. ş.a.: **Optimierung der elektrischen Antriebe mit Asynchronmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 217

Im Beitrag werden die Ergebnisse der teilweisen und gesamten Optimierung elektrischer Antriebe mit Asynchronmotoren auf der Grundlage der Methode der Wertanalyse vorgestellt. Die Arbeit hatte in Blickpunkt eine Reihe von technischen und ökonomischen Kriterien, die zu kompletten Ergebnissen auf der Basis der analysierten Modellen führten. Die ausgearbeitete Methodik kann im allgemeinen zur Optimierung jederelcher Typen von electrischen Antrieben mit Asynchronmotoren augewendet werden. Sie kann aberauch für andere Kategorien von Antriebsysteme erweitert werden.

DK 621.318.3; 538.244.2 ; 538.26

GLEICHSTROM-ELEKTROMAGNET
MAGNETISCHES ERSATZSCHEMA
DYNAMISCHE BETRIEBSART

Hortopan, Gh., Nițu, S. : **Serienweises magnetisches Ersatzschema für die Gleichstrom-Elektromagnete.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 233

Es wird ein Serienweises magnetischen Ersatschema für die schnelle Berechnung der Abfängigkeit Fluss-Strom vorgestellt, die für die Bestimmung der dynamischen Parameter der Gleichstrom-Elektromagneten notwendig ist.

DK 621.3.084 : 678.7

FLEXIBLE ISOLATIONEN
POLYMERE

Nicola, Gr. : **Neue Polymerarten die in der Herstellung flexibler Isolationen verwendet werden.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 237

Im Aufsatz werden vorgestellt : die vom Verfasser verwendeten verfahren zur Erhaltung von flexiblen Isolationen der Klasse F der thermischen Isolation (155°) ; die durchgeführten Forschungen für die Erhaltung der Überzugslacks für die flexiblen Isolationen der Klasse F ; der Einfluss der verschiedenen Reaktionskomponenten aus der synthese des Polyesters auf die engültigen Eigenschaften der Polymerschicht ; die Hertellungstechnologie des Überzugslacks für die flexiber Isolation und ihre Eigenschaften unter normalen Bedingungen, sowie nach seiner Aufbewahrung über 24 Std. bei einer Temperatur von 200° C.

DK 621.398 : 535.33

PERIODISCHE SIGNALE
SPEKTRUM

Tiponuț, V. : **Uber die veränderung des spektrums periodischer Signale durch die quadratische Verwandlung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 242

Im Beitrag wird die Existenz einer Klasse von periodischen unbegrenzten Bandfunktionen behauptet und bewiesen, die durch quadrieren zu begrenzten Bandfunktionen führen.

DK 621.369 : 621.316.052

METHODE DER FINITEN ELEMENTE
DYNAMISCHE SYSTEME

Cârstea, I. T. : **Optimierung dynamisches systeme mit verteilten Parametern durch die Methode der finiten Elemente.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, augnst. 1984, S. 245

Im Aufsatz wird die Bestimmung des optimalen Kontrolle für eine Klasse von SDPD durch die Anwendung der räumlichen und zeitlichen Diskretisierung der veränderlichen Grössen des mathematischen Modells auf der Grundlage der Methode des finiten Elemente vorgestellt. Die optimalen Bedingungen werden auf dem Prinzip der Maxima formulliert.

DK 621.314

MESSWANDLER
TRANSIENTE ANTWORT

Păduraru, N. ș.a. : **Uber die Berechnung der Stromwandles für transiente Antwort mit vorgeschriebener Genauigkeit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 251

Der Beitrag stellt auf der Basis der Berechnung der transienten Betriebsart der Übertragung des Kurzschlusstromes, eine Entwurfsmethode der Messtromwandler für transiente Antwort mit vorgeschriebener Genauigkeit, vor. Es warden die in den Entwurfsberechnungen verwendeten haptsächilichen electromagnetischen Grössen analysiert.

CONTENTS

Stanciu, V. : **Four decades of impetuos development of romanian electrotehnical industry.** S. 211

DC 621—821.3 : 621.317.39

ELECTRIC ACTUATIONS
VALUE ANALYSIS METHOD

Mereanu, A. : **Optimization of electric actuations with asynchronous motors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 217

The paper presents the results of a total and partial optimization of electric actuations with asynchronous motors on the basis of value analysis method. The study is based on a series of economic and technical criteria that led to complete results beginning with the analysed models. The worked out methodics is generally applied for the optimization of electric actuation with asynchronous motors, being extended to other categories and actuating systems as well

---

DC 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

DIRECT CURRENT ELECTROMAGNET
EQUIVALENT MAGNETIC SCHEMA
DYNAMIC REGIME

Hortopan, Gh., Nițu, S. : **Equivalent series magnetic diagrams for direct current electromagnets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 233

A series of equivalent magnetic diagrams are introduced for the rapid calculation of flow-current dependence, necessary for the dynamic parameters determination of d.c. electromagnets.

DC 621.3.084 :678.7

FLEXIBLE INSULATIONS
POLYMERS

Nicola, Gr. : **New polymer types used in the flexible insulations manufacture.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, august 1984, S. 237

The paper presents : methods used by the author to obtain flexible insulations of the F type of thermal insulation (155°) ; studies employed for varnishing in the flexible insulations of the F class ; influence of different reaction components of polyester synthesis on the polymer film final properties ; manufacturing technology of the vanishing point in the flexible insulation alongside with their properties under normal circumstances and after 24 hours of 200°C

DC 621.398 :535.33

PERIODIC SIGNALS
SPECTRUM

Tiponuţ, V. : **On the modification of periodic signals spectra by square transformation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 242

The paper justifies the existance of a class periodic functions in the unlimited band, which by raising to the second power lead to limited band functions.

DC 621.369 :621.316.952

THE FINITE ELEMENTS METHOD
DYNAMIC SYSTEMS

Cârstea, I. T. : **Optimization of dynamic systems with parameters distributed by the finite elements method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 245

The paper presents the determination of optimal control for a SDPD class, by means of a spatial and time discretization of the mathematic model variables based on the finite elements method the optimum conditions being precised by means of the maximum principle.

DC 621.314

MEASURE TRANSFORMERS
TRANSITORY RESPONSE

Păduraru, N. : **On the calculation of current transformers for a transitory response with an imposed precision.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 251

The paper presents on the basis of transitory regime in a short circuit current transmission, a designing method for current tranformers with a transitory response of an imposed precission. The main electromagnetic dimensions are analyzed for design calculations.

SOMMAIRE

Stanciu, V. : **Quatre décénies développement impétuaux de l'industrie électrotechnique roumaine.** p. 211

CD 621—821.3 :621. 317.39

ACTIONNEMENTS ÉLECTRIQUES
MÉTHODE DE L'ANALYSE VALORIQUE

Mereanu, A. ş.a. : **L'optimisation des actionnements électriques par moteurs asynchrones.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 217

L'ouvrage présente les résultat de l'optimisation totale et partiele des actionnements électriques par moteurs aynchrones, en appliquant la méthode de l'analyse valorique. Dans l'étude ou a envisage une série de critères technique et économiques, qui, à partir des modèles analysés, ont conduit aux résultats compléts. La méthodologie elaborée a une applicabilité générale pour l'optimisation de n'importe quel type d'actionnement électrique par moteurs asynchrones et peut être élargie à d'autres catégories et systèmes d'actionnement.

CD 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

ELECTROAIMANT DE C.C.
SCHÉMA MAGNETIQUE ÉQUIVALENTE
RÉGIME DYNAMIQUE

Hortopan, Gh., Niţu, S. : **Schéma magnétique équivalente série pour des électroaimants de c.c.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 233

On présente une schéme magnétique équivalent série adéquat pour un calcul rapide de la dépendance flux-courant, nécessaire afin de déterminer les paramètres dynamiques des électroaimants de courant continuu.

CD 621.3.084 : 678.7

ISOLATIONS FLEXIBLES
POLYMÈRES

Nicola, Gr. : **De nouveaux types de polimères employès dans la fabrication des isolations flexibles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 237

L'ouvrage expose : des procédés utilisés par l'auteur afin d'obtenir des isolations flexibles de la classes F d'isolement thermique (155°), les études réalisées en vue d'obtenir le vernis de revêtement pour les isolations flexibles de la classe F ; l'influence des divers composants de réaction de la synthèse du polyesther sur les propriétés finales de la pellicule de polymère ; la technologie de fabrication du vernis de revêtement de l'isolation flexible, ainsi que ses propriétés en conditions normales, de même qu'après une période de 24 h à 200°C.

CD 621.398 : 535.33

SIGNAUX PÉRIODIQUES
SPECTRE

Tiponuţ, V. : **Sur la modification du spectre des signaux périodiques par la transformation carrè.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 242

Dans l'ouvrage on afirme et l'on justifie l'existence d'une l'asse de fonctions périodique de bande, illimitée, qui par l'celévation au carré mènent aux fonctions de bande limitée.

CD 621.369 : 621.316.052

METHODE DE ÉLEMENTS FINITS
SYSTÈMES DYNAMIQUE

Cârstea, I. T. : **L'optimisation des systèmes dynamiques aux paramètres distribués par la méthode des élements finis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 245

Dans l'ouvrage on présente la détermination du contrôle optimal pour une classe de SDPD en utilisant la discrétisation spatiale et temporelle des variables du modèle mathématique à l'aide de la méthode des éléments finis, les conditions d'optimum étant formulées sur le principe du maximum.

CD 621.314

TRANSFORMATEURS DE MESURE
RÉPONSE TRANSITOIRE

Păduraru, N. ş.a. : **Sur le calcul des transformateurs de courant pour la réponse transitoire de précision imposée.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 6, aug 1984, p. 251

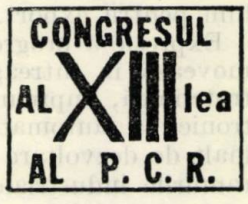
Ayant pour base le calcul de régime transitoire de la transmission du courant de cour-circuit, l'article présente une méthode de conception des transformateurs de mesure de courant pour la réponse transitoire de précision imposée. On analyse les principales grandeurs électromagnétiques utilisées dans le calcul de conception.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 6

Patru decenii de dezvoltare impetuoasă a industriei electrotehnice româneşti



Cea de-a 40-a aniversare a victoriei revoluţiei de eliberare socială şi naţională, antifascistă şi antiimperialistă şi Congresul al XIII-lea al partidului sînt două mari evenimente cu deosebită rezonanţă pentru fiecare om al muncii din patria noastră. Ele poartă însemnul uriaşului efort al întregului nostru popor pentru a da noi şi durabile împliniri faptelor de muncă cu care le sărbătorim.

În întreaga sa existenţă multiseculară poporul român şi-a dorit să-şi vadă ţara liberă, puternică, prosperă, cu o economie naţională multilateral dezvoltată şi un nivel de trai tot mai înalt. Această dorinţă a devenit realitate abia în anii făuririi societăţii socialiste şi în mod deosebit în ultimele două decenii.

Prin aplicarea politicii ştiinţifice înţelepte a partidului în ţara noastră au avut loc transformări revoluţionare de mare amploare şi profunzime în toate domeniile vieţii economico-sociale. Mutaţiile adînci pe toate planurile existenţei umane — creşterea în ritmuri înalte a forţelor de producţie pe baza industrializării, dezvoltarea echilibrată, armonioasă a întregii economii, a tuturor zonelor şi localităţilor ţării, înflorirea ştiinţei şi învăţămîntului, artei şi culturii, concomitent cu împlinirile consemnate an de an pe planul îmbunătăţirii muncii şi vieţii tuturor cetăţenilor patriei — reprezintă dovezi grăitoare ale înaltei capacităţi a partidului nostru de a desfăşura o activitate vastă pentru elaborarea şi înfăptuirea unei strategii ştiinţifice de dezvoltare economico-socială multilaterală, care ţine permanent seama de condiţiile concrete din România, în fiecare etapă, de fenomenele şi tendinţele din economia mondială.

Experienţa ţării noastre a dovedit cu prisosinţă că industrializarea constituie unica alternativă pentru o ţară care vrea cu adevărat să progreseze rapid şi pe multiple planuri, fapt subliniat de secretarul general al partidului, tovarăşul Nicolae Ceauşescu în cuvîntarea la plenara Consiliului Naţional al Oamenilor Muncii : „Marile realizări obţinute de poporul nostru în construcţia economică şi socială demonstrează cu putere justeţea politicii partidului nostru, care, pornind de la condiţiile specifice ale ţării, de la cerinţele şi necesităţile obiective ale dezvoltării economico-sociale ale României, aplică într-un spirit profund creator principiile generale ale socialismului, materialismului dialectic şi istoric, adevărurile universal valabile".

Integrate organic în impresionantul şuvoi al energiilor creatoare, colectivele unităţilor industriale aparţinînd Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, muncind cu dăruire şi abnegaţie patriotică sporesc realizările cu care ne-am obişnuit să întîmpinăm marile evenimente ale poporului nostru, cu rezultate deosebite în lupta pentru a valorifica superior înaltul potenţial de care dispune fiecare întreprindere, avînd puternic imprimate ca imbold cuvintele subliniate de secretarul general al partidului tovarăşul Nicolae Ceauşescu la Plenara Consiliului Naţional al Oamenilor Muncii : „Să acţionăm în aşa fel încît să întîmpinăm aceste evenimente cu realizări cît mai importante în toate domeniile, în primul rînd în realizarea planului, dar şi în înfăptuirea tuturor programelor şi măsurilor de dezvoltare multilaterală a patriei noastre, inclusiv în intensificarea activităţii politico-educative de formare a omului nou, de dezvoltare a conştiinţei socialiste".

În ambianţa de mobilizare generală, de angajare totală, generată de această vibrantă chemare, oamenii muncii din industria de maşini-unelte, electrotehnică şi electronică răspund acestui îndemn prin amplificarea preocupărilor consacrate promovării unei calităţi noi, superioare a muncii.

Sub impulsul exigenţelor formulate de secretarul general al partidului, conducerea Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică a luat măsuri care conduc la creşterea şi diversificarea într-un ritm susţinut a industriei electrotehnice, pivot im-

portant al progresului tehnic, al automatizării proceselor de producţie în toate domeniile de activitate.

Creată prin grija partidului, ca o parte componentă principală a economiei româneşti, industria electrotehnică s-a dezvoltat continuu, astfel încît acum se prezintă ca o ramură puternică ce oferă întregii economii naţionale necesarul de produse pentru toate nevoile interne, asigurînd totodată un important volum pentru export.

Expresie a progresului tehnic pe care îl promovează în întreaga economie, industria electrotehnică, împreună cu subdiviziunile ei electronica şi automatica, se bucură de un ritm înalt de dezvoltare întrucît face parte din subramurile industriale care dau o mare valorificare materialelor înglobate. Ritmul înalt de dezvoltare se poate vedea din dinamica producţiei industriale în ramura electrotehnică pentru perioada 1950—1980, redată mai jos:

mai importante se numără transformatoarele de putere pînă la 5 000 kVA şi 60 kV; aparataj de înaltă tensiune pînă la 35 kV; motoare elec-

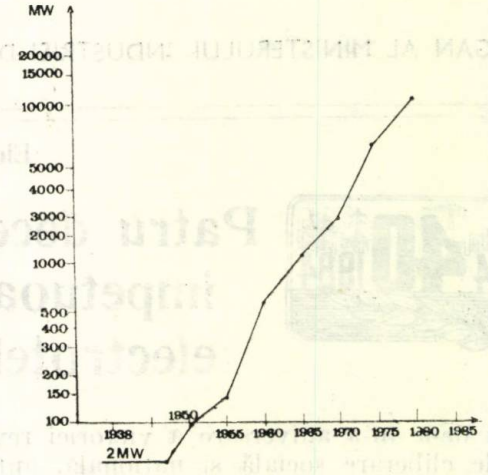


Fig. 1. Dezvoltarea producţiei de motoare electrice.

Ritmuri (%)	1950—54	1956—59	1960—62	1965—70	1971—75	1976—80	1981—85
Industrie	15	10,8	15,8	11,9	12,9	9,5	7,6
Industria construcţiilor de maşini	17	14	20,1	15,9	18,1	12,6	8,8
Industria electrotehnică (continuare)	30	19	34,5	20,4	21,8	13,4	30,8

Pentru ilustrarea dezvoltării industriei electrotehnice româneşti se dau în continuare unele realizări şi momente mai importante din fiecare etapă parcursă în aceşti 40 de ani de existenţă socialistă.

La 7 noiembrie 1948 se încep lucrările de investiţii la „Dinamo"-Bucureşti.

În perioada 1950—1960, prin planul de electrificare de 10 ani, aprobat de Plenara C.C. al P.M.R. din 28 octombrie 1950, s-a decis înfiinţarea întreprinderii „Electroputere"-Craiova, ca şi organizarea a trei fabrici de maşini electrice („Dinamo" — Bucureşti, „Electromotor"— Timişoara, „Electroprecizia" — Săcele).

Tot atunci se înfiinţează: Intreprinderea de aparataj de joasă tensiune, Fabrica de conductoare şi cabluri „Electrocablul", Fabrica de materiale izolante din Bucureşti, Intreprinderea „Electroceramica"-Turda, Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică (ICPE)-Bucureşti.

S-a dezvoltat Fabrica de aparataj telefonic-Bucureşti şi a început organizarea producerii de aparate radio la întreprinderea „Radio-Popular".

Între anii 1950—1955 se asigură în mare măsură necesarul de maşini şi aparate electrice pentru economia naţională. Se creează nuclee care vor sta la baza industriei electrotehnice. Ca nivel tehnic se realizează produse disparate cu grad de integrare redus. Printre produsele

trice pînă la 100 kW; radioreceptoare cu piese şi seturi din import; becuri cu incandescenţă; materiale electroizolante clasa A.

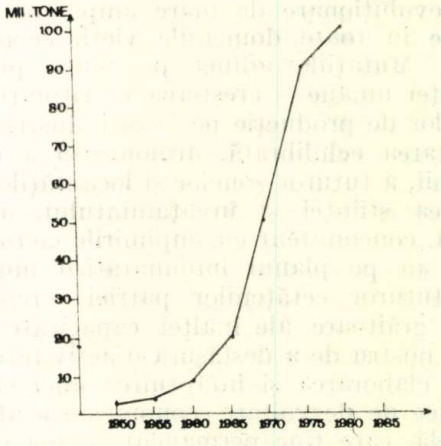


Fig. 2. Dezvoltarea producţiei de conductoare şi cabluri electrice.

Etapa anilor 1955—1960 marchează o creştere în continuare a nivelului tehnic al ramurii, caracterizată prin produse ca: aparataj de înaltă tensiune pînă la 110 kV; transformatoare de putere pînă la 40 MVA şi 110 kV; motoare electrice pînă la 320 kW; tramvaie de mare capacitate; unele componente electronice indigene pentru radioreceptoare.

Intervalul anilor 1960—1965 s-a caracterizat prin : lărgirea gamei de motoare electrice ; mărirea sortimentului de aparataj electric ; sarcina ca industria electrotehnică să atingă, în

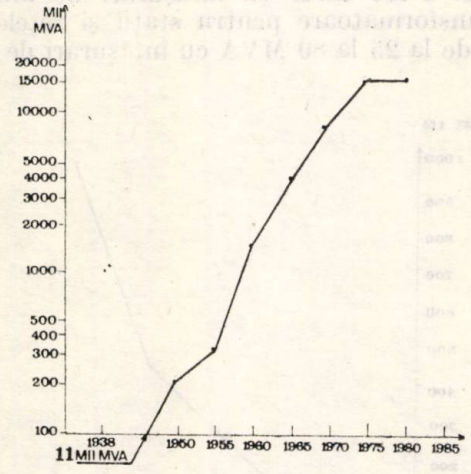


Fig. 3. Dezvoltarea producţiei de transformatoare electrice de putere.

1965, un nivel de 2,5 ori faţă de 1959 ; dezvoltarea producţiei de echipament electronic ; dezvoltarea producţiei de locomotive diesel — electrice (în 1965 s-a asigurat 50 % din trafic) ; creşterea gradului de integrare a produselor ; profilarea întreprinderilor ; primele serii unitare de produse ; se atinge tensiunea de 220 kV prin realizarea de autotransformatoare de 200 MVA, 220/110 kV. Se înfiinţează Institutul de proiectare pentru automatizare (IPA)—Bucureşti.

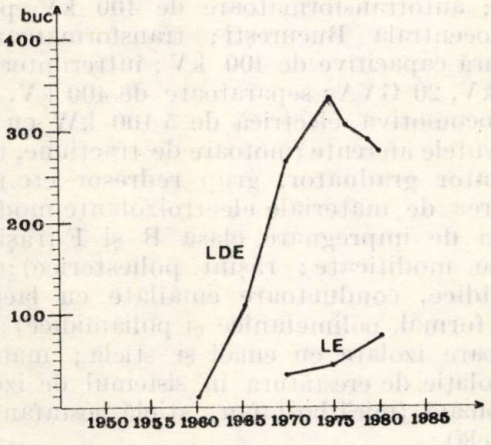


Fig. 4. Dezvoltarea producţiei de locomotive diesel-electrice şi electrice.

De asemenea, au fost abordate domenii noi cum sînt : elementele de automatizare ; televizoare cu seturi din import ; surse noi de iluminat (fluorescent şi cu vapori de mercur), componente electronice active şi pasive, prin înfiinţarea în 1962 a Intreprinderii de piese radio şi semiconductoare din Bucureşti.

S-au înregistrat creşteri de 2,4 ori la motoare electrice, de 4 ori la cabluri de forţă, de 8 ori la aparate de radio şi de 3 ori la bunuri de consum.

Perioada 1966—1970

O etapă nouă, superioară, în dezvoltarea dinamică a industriei electrotehnice cu toate subramurile ei, ca şi a întregii vieţi social-politice şi economice a ţării a început de la Congresul al IX-lea al Partidului Comunist Român.

În raportul la cel de-al IX-lea Congres al P.C.R. tovarăşul Nicolae Ceauşescu a arătat că este necesar să se dea în continuare o mare atenţie dezvoltării industriei constructoare de maşini a cărei producţie să crească cu un ritm anual de 12 %, iar a industriei electrotehnice cu peste 16 %.

Congresul al IX-lea al P.C.R. a evidenţiat faptul că, deşi ritmul mediu anual de creştere a industriei electrotehnice a fost ridicat, el s-a dovedit insuficient faţă de creşterea rapidă a cererilor, de necesitatea de pătrundere din ce în ce mai largă a electrificării în toate ramurile economiei naţionale, precum şi de introducerea tot mai largă a automatizărilor.

Din indicaţia conducerii partidului, Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini a elaborat în 1965 un studiu de dezvoltare a industriei electrotehnice, cu subramurile sale, care a fost aprobat de Comitetul Executiv al P.C.R. în februarie 1966 şi prin care s-a prevăzut ca producţia industriei electrotehnice de curenţi tari să crească anual în perioada 1966—1970 cu un ritm mediu anual de 20,3 % în

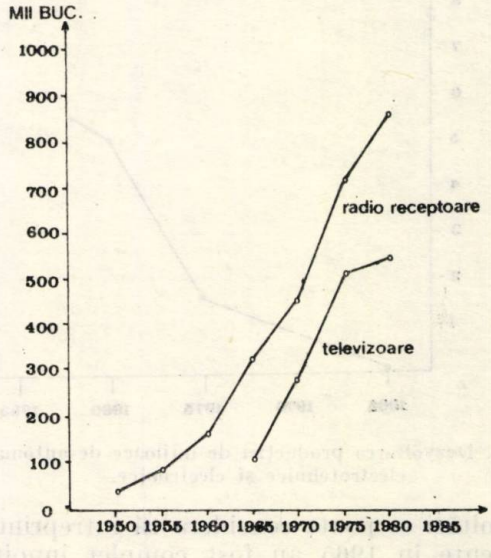


Fig. 5. Dezvoltarea producţiei de aparate de radio şi televizoare.

loc de 16 % cît a fost prevăzut în Directive, iar industria electronică, telecomunicaţiile şi tehnica vidului cu un ritm mediu anual de 23,7 %.

În conformitate cu cele stabilite, în perioada 1966—1970 o serie de realizări mari continuă dezvoltarea acestei subramuri: construcţia de întreprinderi noi şi dezvoltarea celor existente; depăşirea cu 2,5 ori a investiţiilor 1966—1970 faţă de cele din 1965; înfiinţarea a încă 12 fabrici şi secţii specializate, faţă de cele 19 existente în 1965: Fabrica de maşini electrice-Piteşti; Fabrica de frigidere—Găeşti; Secţia de maşini de calculat electromecanice—Tg. Mureş; Fabrica de aparataj de înaltă tensiune-Craiova; Secţia specializată de cabluri telefonice; Secţia specializată de cabluri izolate cu PVC; Fabrica de transformatoare de mare putere—Craiova; Fabrica de elemente de automatizare—Bucureşti; Fabrica de cinescoape—Pipera; Fabrica de montaj radioreceptorare şi televizoare—Pipera; Fabrica de aparate electronice de măsură şi industriale—Bucureşti, organizarea producţiei de elemente de automatizare (FEA—Bucureşti). În acelaşi timp s-au efectuat o serie de dezvoltări importante la întreprinderile: „Electroputere"—Craiova, „Electroprecizia"—Săcele; „Electroceramica" —Turda, „Electroaparataj" — Bucureşti, „Acumulatorul"—Bucureşti; „IPRS—Băneasa"; „Electromagnetica"—Bucureşti; „Electrotehnica"—Bucureşti.

De asemenea, s-au înfiinţat: Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică „Electroputere"-Craiova; Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare; Institutul de cercetări electronice şi tehnică de calcul; Institutul de proiectări uzine „Electrouzinproiect". Prin amploarea acestor

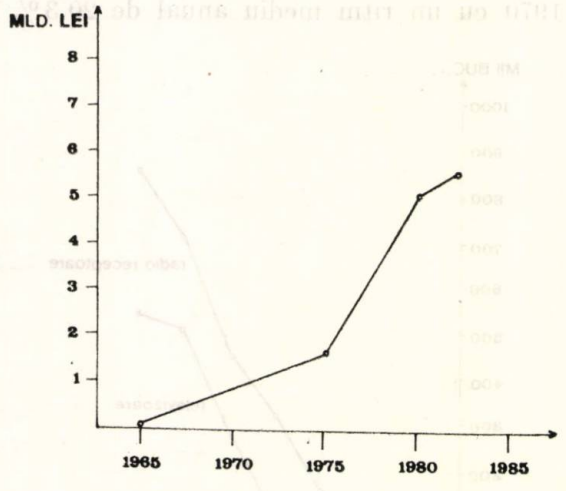


Fig. 6. Dezvoltarea producţiei de mijloace de automatizare electrotehnice şi electronice.

dezvoltări se poate considera că întreprinderile existente în 1965 au fost complet înnoite în 1970.

Datorită acestor măsuri nivelul producţiei a fost în anul 1970 de 2,54 ori mai mare decît cel din 1965.

Au fost puse în fabricaţie peste 2 100 produse noi şi modernizate, peste 350 tipodimensiuni noi la maşini rotative (din care 70 în construcţii antiex), grupate în serii unitare; s-a dezvoltat producţia de transformatoare în cele două serii unitare de distribuţie de la 100 la 1 600 kVA cu înfăşurări de aluminiu şi transformatoare pentru staţii şi reţele electrice de la 25 la 80 MVA cu înfăşurări de cupru

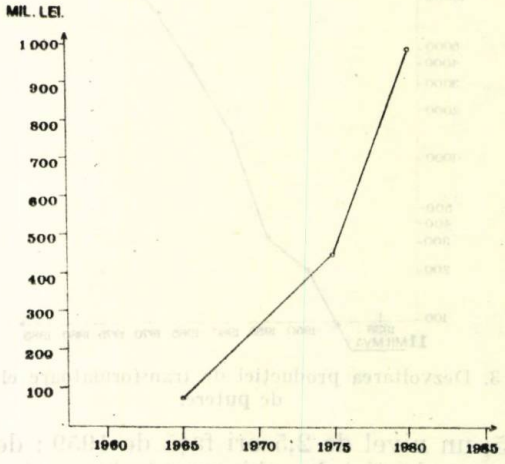


Fig. 7. Dezvoltarea producţiei de aparate de măsură şi control electrotehnice şi electronice.

şi aluminiu, atingîndu-se în 1970, la transformatoare, tensiunea de 400 kV.

Unităţi mai importante: transformatoare de: 400 MVA, 400 kV; 400 MVA, 220 kV cu ieşire prin cablu pentru hidrocentrala de pe Argeş; de 190 MVA, 220 kV pentru Porţile de Fier; autotransformatoare de 400 kV pentru termocentrala Bucureşti; transformatoare de măsură capacitive de 400 kV; întreruptoare de 400 kV, 20 GVA; separatoare de 400 kV, 1 600 A; locomotiva electrică de 5 100 kW cu echipamentele aferente (motoare de tracţiune, transformator graduator, grup redresor etc.); elaborarea de materiale electroizolante moderne, lacuri de impregnare clasa B şi F (răşini fenolice modificate; răşini poliesterice); răşini epoxidice, conductoare emailate cu lac(polivinil formal, polimetanice şi poliamidice); conductoare izolate cu email şi sticlă; materiale de izolaţie de crestătură în sistemul de izolaţie combinată (mică-hostafan, sticlă-hostafan, mică-sticlă).

În această perioadă s-au asimilat produse din domenii complet noi ca: elemente de automatizare în sistem unificat, centrale telefonice, radiotelefoane, componente pentru televizoare (bobine deflexie, potenţiometre, transformatoare de linii, rotactoare), componente electronice, tehnică de calcul, cinescoape, echipamente de curenţi purtători, aparate electronice.

În sectorul mecanic au fost asimilate turbogeneratoarele de 50 MW, faţă de turbogeneratoarele de 6 MW ce se fabricau în 1965,

Următoarea etapă, cea a anilor 1971—1975 se caracterizează prin dezvoltarea în continuare a producției de mașini electrice, transformatoare de putere, aparataj de înaltă și joasă tensiune, diversificarea producției de locomotive, aparate

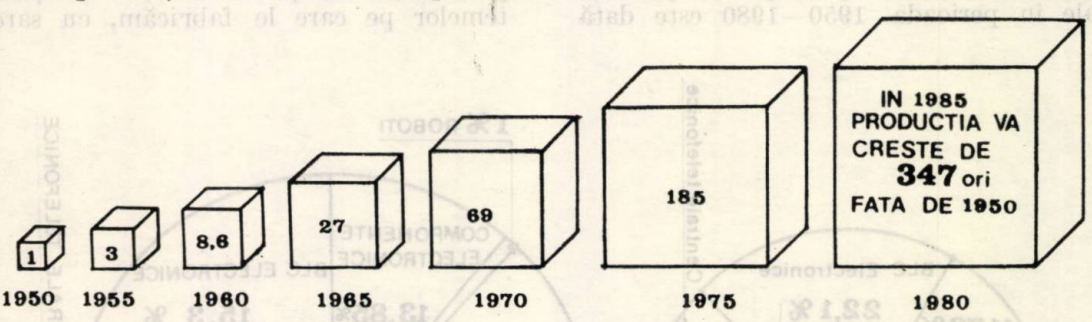
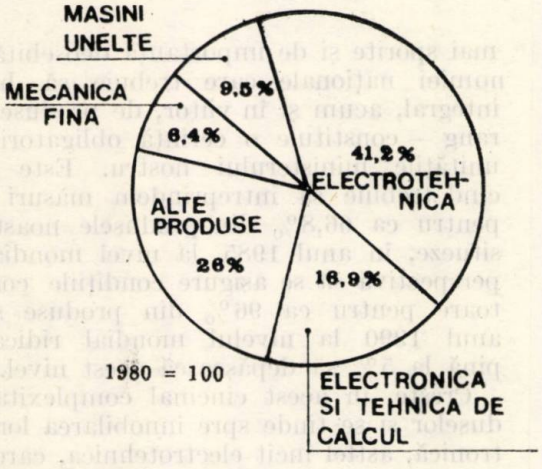


Fig. 8. Creșterea producției de electrotehnică cu subramurile sale în perioada 1950—1980 (ritmul mediu anual de creștere a fost de 21,5%).

electrice de uz casnic, asimilarea completă a tuturor sortimentelor necesare electrificării, asimilarea turbogeneratoarelor de 330 MW, creșterea industriei electronice: dezvoltarea aparatelor de măsură și control electronice, dezvoltarea aparatelor de electronică industrială, dezvoltarea mijloacelor de automatizare pentru înzestrarea instalațiilor de conducere a proceselor industriale; componente electronice de clasă superioară, dispozitive semiconductoare cu siliciu, circuite integrate, radiocomunicații profesionale, calculatoare electronice de capacitate medie, creșterea gradului de integrare (importul specific scade cu 40% în 1975, față de 1970), construcția la „Electroputere"—Craiova a puternicei baze de cercetare ce conține laboratorul de înaltă tensiune (1 200 — 1 800 kV, 50 Hz și 2400 kV 190 kJoule) impuls, precum și a laboratorului de încercări la scurtcircuit (mare putere) de 7 500 MVA, dezvoltarea cercetării științifice: în 1975 erau 17 institute și centre de cercetare, față de numai 7 în 1970.

Etapa 1976—1980 s-a remarcat prin noi întreprinderi intrate în funcțiune dintre care: „Memorii"—Timișoara, „Contactoare"—Buzău, „Organe de asamblare" — Rm. Sărat; „Izolatoare electrice" — Tîrgu Secuiesc, „Relee" — Mediaș, „Traductoare"—Pașcani, Întreprinderea de panouri electropneumatice—Bacău, Întreprinderea de electronică industrială și elemente de automatizări—Cluj, Combinatul Bistrița (acumulatoare pneumatice, materiale izolante).

Printre produsele noi mai reprezentative ale acestei perioade se pot cita: televiziunea cu circuit închis, componente electronice active diversificate, circuite integrate logice și liniare, echipamente de radiocomunicații și radionavigație pentru nave, echipamente periferice și module de memorie pentru tehnica de calcul, generația 3,5—4 de calculatoare, siguranțe fuzibile tubulare miniaturizate, componente electronice discrete, traductoare și regulatoare directe, aparatură medicală, electronică industrială, transformatoare de 400 MVA și 400 kV, aparatură de măsură și precizie, serii unitare



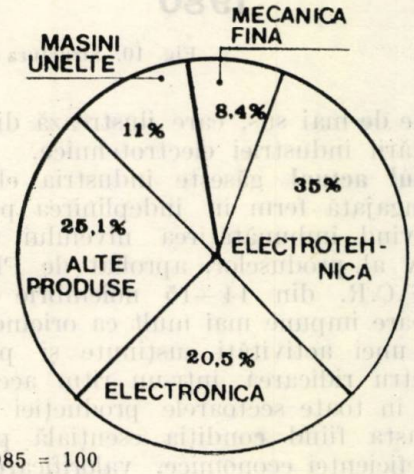


Fig. 9. Structura producției din M.I.M.U.E.E.

reproiectate de motoare electrice, motoare fracționare pentru bunuri de larg consum. Totodată, s-a diversificat producția de aparataj de înaltă tensiune la 400 kV.

Evoluția producției la principalele produse industriale în perioada 1950—1980 este dată

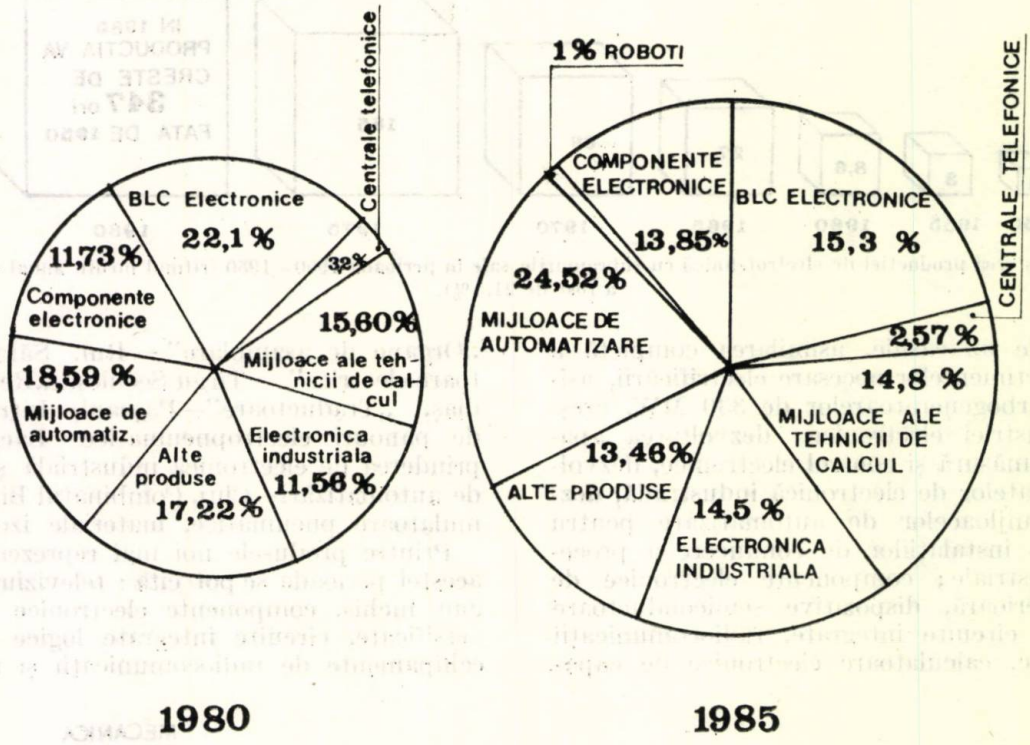


Fig. 10. Structura producției electronice din M.I.M.U.E.E.

în graficele de mai sus, care ilustrează dinamica dezvoltării industriei electrotehnice.

Cincinalul actual găsește industria electrotehnică angajată ferm în îndeplinirea programului privind îmbunătățirea nivelului tehnic și calitativ al produselor, aprobat de Plenara C.C. al P.C.R. din 14—15 noiembrie 1983, program care impune mai mult ca oricînd desfășurarea unei activități susținute și permanente pentru ridicarea într-un ritm accelerat a calității în toate sectoarele producției materiale, aceasta fiind condiția esențială pentru creșterea eficienței economice, valorificarea superioară a muncii sociale, intensificarea participării noastre la circuitul schimburilor internaționale de valori materiale și satisfacerea cerințelor tot mai mari ale vieții materiale și spirituale.

Acumulările cantitative, baza de materii prime și materiale create, potențialul tehnic acumulat în industrie, permit ca în acest cincinal să se facă pași mari către calitate. Calitatea începe să fie abordată acum într-o concepție modernă, complexă, vizînd atît caracteristicile funcționale, constructive, ergonomice, fiabilitatea, cît și pe cele economice ; consumuri, productivitate, creșterea gradului de valorificare a materiilor prime și materialelor, eficiența la export etc.

Conformitatea facilităților și parametrilor produselor, echipamentelor, instalațiilor și sistemelor pe care le fabricăm, cu sarcinile tot mai sporite și de importanță deosebită ale economiei naționale care trebuie să beneficieze integral, acum și în viitor, de produse de prim rang — constituie o cerință obligatorie pentru unitățile ministerului nostru. Este perioada cînd trebuie să întreprindem măsuri energice pentru ca 66,8% din produsele noastre să se situeze, în anul 1985, la nivel mondial, iar în perspectivă să se asigure condițiile corespunzătoare pentru ca 96% din produse să fie în anul 1990 la nivelul mondial ridicat, iar 2 pînă la 5% să depășească acest nivel.

Crește, în acest cincinal complexitatea produselor și se tinde spre înnobilarea lor cu electronică, astfel încît electrotehnica, care în 1980 reprezenta 41,2% din volumul producției ramurilor ministerului, în 1985 va ajunge la 35%, în favoarea subramurilor : electronica 20,5% și mecanica fină 8,4% (fig.9).

La rîndul ei și producția de electronică suferă mutații în structura sa, dezvoltîndu-se mai mult acele sortimente care concură la susținerea creșterii gradului de automatizare și electronizare a celorlalte ramuri.

Cincinalul acesta conturează bazele dezvoltării unor domenii noi cum sînt roboții și auto-

matizările complexe cu roboți și microelectronică, cu primele microprocesoare.

Diversificarea producției în cincinalul 1980—1985 acoperă necesarul intern de echipamente, avînd ca orientare dezvoltarea de echipamente de radiocomunicații și televiziune în circuit închis pentru diverse tipuri de utilizări (transmiterea de date în medii industriale, exploatările miniere, cîmpurile petroliere, servicii hidrometeorologice, radiocomunicații și radionavigație; sisteme de reglare automată a conducerii proceselor tehnologice cu microcalculatoare; sisteme distribuite de conducere a proceselor industriale; aparate și echipamente electronice pentru medicină (biotermoanalizoare, electronografie, aparate de anestezie-ventilație); gama de echipamente de execuție, comandă și reglare; televizoare color; casetofoane monofonice și stereofonice; comenzi numerice pentru mașini-unelte; echipamente de transmisii telefonice pe suport de fibră optică de mare viteză (8—34 Mbit/s), tiristoare și diode de medie și mare putere pentru acționări în industria minieră și petrolieră; echipamente de control și conducere; echipamente pentru centrale nucleare electrice; motoare și micromotoare electrice neconvenționale pentru reglaj de control automat, domeniu de vîrf al fabricației de mașini electrice care include în tehnicile mecanicii fine și elementele electronicii profesionale; servomotoare și micromotoare electrice pentru acționarea mecanismelor în automatizări și pentru roboți industriali.

Desigur, aspectele implicate sînt edificatoare, sarcinile prevăzute sînt mobilizatoare, angajîndu-ne în răspunderi mai mari, mai complexe pentru a asigura materializarea deplină a obiectivelor ce ne revin.

Cele două mari evenimente ale anului — patru decenii de la istoricul act din august 1944 și al XIII-lea Congres al partidului — găsesc poporul român amplu angajat în munca de realizare cu succes a planului național unic pe anul 1984, a întregului cincinal. Alături de întregul popor oamenii muncii din întreprinderile Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică, sînt ferm hotărîți să-și mobilizeze și să-și consacre toate forțele și resursele traducerii în fapte a sarcinilor ce le revin pentru a cinsti corespunzător sprijinul permanent dat de conducerea de partid și de stat acestei ramuri.

Dr. ing. **Valerius Stanciu**
director al Direcției tehnice din M.I.M.U.E.E

CZ 621.821.3 :621.317.39

OPTIMIZARE
ACȚIONARE ELECTRICĂ
MOTOR ASINCRON

Optimizarea acționărilor electrice cu motoare asincrone

ADRIAN MEREANU, VIOREL NICULESCU, VIOREL PASCU*, VALERIUS STANCIU** — BUCUREȘTI

Introducere

Extinderea gradului de automatizare a sistemelor de acționare electrică a determinat apariția a noi metode, dispozitive, mașini și instalații în domeniul acționărilor cu motoare asincrone. Modernizarea acționărilor electrice cu motoare asincrone are la bază, nu numai perfecționarea funcționării mașinii asincrone, ci și a echipamentelor de comandă și reglare, în ansamblu.

Pe plan mondial, în diferite țări, s-au realizat sisteme de acționare cu motoare asincrone, atingîndu-se, în prezent, puteri instalate de ordinul megawaților.

Tendința de economisire a energiei electrice, în etapa actuală, odată cu creșterea calității și fiabilității utilajelor, în toate ramurile productive impune, cu atît mai mult, necesitatea studiului optimizării tehnico-economice a acționărilor electrice cu motoare asincrone.

Complexitatea acestei probleme, cu tematică majoră în prezent, a condus la necesitatea elaborării prezentei lucrări care tratează, în mod unitar, problemele și aspectele esențiale ale optimizării acționărilor electrice cu motoare asincrone.

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — ICPE București; MIMUEE — Direcția Tehnică.

Cercetările efectuate în acest sens, au condus la constatarea că, la baza studiului stau o serie de criterii sau indici de calitate importanţi ce pot fi grupaţi în două mari categorii şi anume :

— indici de calitate generali ;

— indici de calitate ai reglării vitezei.

Din categoria indicilor de calitate generali, putem enumera pe cei care reflectă gradul de simplitate, eficienţă, elasticitate, rapiditate, productivitate, randament, capacitate de suprasarcină, durata de viaţă, siguranţa în funcţionare.

Din categoria indicilor de calitate ai reglării vitezei menţionăm pe cei mai importanţi : modul, gama, precizia şi fineţea reglării, stabilitatea statică, stabilitatea dinamică, indicele de răspuns, indicele de economicitate, sensul reglării.

Stabilirea nomenclatorului complet al indicilor de calitate şi justa apreciere a acestora din punct de vedere calitativ şi cantitativ, prezintă o importanţă primordială, fapt ce a determinat ca în cadrul capitolelor lucrării, aceştia să fie examinaţi îndeaproape.

Studiul a avut la bază ipotezele, datele iniţiale şi nomenclatorul complet al criteriilor pentru rezolvarea problemei, în cazul cel mai general. În urma cercetărilor întreprinse, în acest scop, se poate afirma că optimizarea acţionărilor electrice cu motoare asincrone se poate efectua la două nivele :

I — optimizarea parţială ;

II — optimizare totală.

I. Optimizarea parţială are la bază unul sau mai multe criterii, de natură tehnică sau economică, ce conduc în final, la rezultate parţiale ale problemei optimizării.

Dintre metodele matematice principale proprii studiului optimizării parţiale, a sistemelor de acţionare electrică, menţionăm : calculul variaţional şi metoda programării dinamice (inclusiv principiul de maxim). În esenţă, calculul variaţional studiază metodele generale de determinarea extremurilor funcţionalelor.

II. Optimizarea totală ţine seama de toate criteriile tehnice şi economice, de indicii de calitate generali şi ai reglării vitezei, simultan şi în ansamblul lor.

Pentru rezolvarea acestei probleme complexe apelăm la analiza valorii, o teorie şi metodă actuală, ce permite obţinerea unor soluţii exacte şi generale de optimizare.

În continuare se prezintă aspectele principale şi rezultatele optimizării parţiale, cît şi ale optimizării totale ale acţionărilor electrice cu motoare asincrone.

1. Probleme de bază ale optimizării

1.1. Criterii de optimizare

În decursul anilor s-au publicat unele lucrări care cuprind aspecte ale problemei optimizării acţionărilor electrice cu motoare asincrone.

Dintre cele mai importante şi mai utilizate criterii sau indici de performanţă, luaţi în consideraţie pentru optimizare, se pot enumera :

— costul minim al instalaţiei de acţionare ;

— cheltuieli minime de exploatare ;

— pierderi minime sau randament energetic maxim ;

— greutate minimă a instalaţiei, sau putere maximă la gabarit dat ;

— greutate minimă la diferite domenii de reglaj a unor parametri de bază (turaţie, cuplu etc.) ;

— costul total minim al instalaţiei incluzînd costul total şi cheltuielile de exploatare (inclusiv capitalizarea pierderilor) ;

— durata de reglare ;

— durata de lucru ;

— productivitatea ;

— cuplul sau forţa echivalentă ;

— încălzirea ;

— consum minim de energie activă sau reactivă ;

— factor mediu de putere ;

— exigenţe şi performanţe ridicate în funcţionare.

Examinînd indicii de performanţă, se constată că unii sînt echivalenţi, cum ar fi durata minimă de lucru cu productivitatea (pentru o sarcină utilă dată), încălzirea aproximativ cu curentul echivalent, cuplul sau forţa echivalentă, randamentul energetic maxim cu consumul minim de energie activă.

Pe de altă parte, se poate observa că aceste criterii pot fi, în cazul cel mai general, de natură tehnică sau economică. Problemele de optimizare pot avea la bază unul sau mai multe criterii tehnice sau economice.

Gradul de complexitate a relaţiilor de optimizare poate fi determinat în funcţie deci şi de numărul factorilor sau criteriilor luate în considerare.

O optimizare parţială ţine seama, de obicei, de unul, două sau cîteva criterii tehnice sau economice, care în final conduc la o suboptimizare a sistemului de acţionare electrică.

În general, sistemelor, inclusiv celor de acţionare electrică, li se impune condiţia să asigure creşterea productivităţii, siguranţa în funcţionare, scurtarea duratei proceselor tranzitorii şi mărirea preciziei de comandă. În cele mai multe cazuri, procesul tehnologic este caracterizat prin anumiţi indici de performanţă sau de calitate, în raport cu un anumit criteriu.

Modificarea condiţiilor de lucru şi mărimile perturbatoare influenţează, în mod nefavorabil, desfăşurarea procesului industrial şi pentru aceasta în instalaţiile automatizate moderne apare necesitatea unei comenzi care să asigure adaptarea şi corectarea sistemului, în funcţie de condiţiile existente, astfel ca unul sau mai mulţi indici de performanţă să atingă valoarea lor extremă.

În țara noastră, echipamentele pentru acționări cu motoare asincrone, de joasă tensiune, atît în cazuri individuale, cît și în cazul echipamentelor complexe de automatizare, sînt tipizate pentru puteri pînă la 200 kW. Unificarea și tipizarea echipamentelor de comandă și protecție a motoarelor asincrone, de joasă tensiune, cu puteri pînă la 200 kW a recurs la soluția modulelor tip.

Echipamentele acționărilor electrice cu motoare asincrone se referă la cele două mari categorii de motoare, respectiv cele cu rotorul în scurtcircuit și cu inele de contact.

1.2. Criteriul tehnico-economic

Analiza optimizării acționărilor electrice cu motoare asincrone constituie o problemă complexă, deoarece trebuie să țină seama de regimurile de funcționare, precum și de asigurarea parametrilor funcționali de calitate la pornire, funcționarea de regim și frînare.

Aspectul tehnico-economic reprezintă un criteriu de optimizare destul de complet al schemelor de acționare electrică, în general și în caz particular al schemelor de acționare cu motoare asincrone.

Optimizarea bazată pe criteriul tehnico-economic conduce spre o optimizare totală. Pentru a efectua o astfel de optimizare trebuie să avem în vedere o serie de elemente calitative și cantitative.

Din punct de vedere tehnic, pentru ca optimizarea să fie rațională, eficace și reală, se va ține seama, în primul rînd, de soluțiile avute în vedere pentru alegerea celei mai convenabile metode de reglare și anume :

— exigențele cerute reglării vitezei pentru un anumit sistem de acționare electrică ;

— indicii de calitate ai diferitelor metode de reglare posibile.

Pentru un anumit sistem de acționare cu motoare asincrone se examinează exigențele legate de viteză și sarcină, exigențele dinamice și exigențele de comandă sau de manevră.

Examinînd indicii de calitate ai diferitelor metode de reglare posibile, trebuie să avem în vedere : gama de reglare, finețea reglării, stabilitatea reglării, indicele de răspuns, precizia reglării, sensul reglării, indicele de economicitate al reglării, modul de reglare. La acest capitol al comenzii sistemului de acționare se vor evalua elementele de execuție, de măsură și intermediare.

Din punct de vedere economic, alegerea soluției trebuie să conducă la cheltuieli de investiții reduse și cheltuieli de exploatare minime (inclusiv randamente maxime ale instalației).

O optimizare totală analizează și sintetizează schemele principale de acționare și schemele de comandă încă din faza de proiectare, în paralel cu aprecierea elasticității, simplității și stabilității sistemului de acționare electrică inclusiv al sistemului de comandă, pe baza analizei valorii.

Optimizarea totală are în vedere ansamblul schemei de acționare, cu unul sau cîteva elemente componente, pe întreaga durată de viață de circa 20 ani.

Pentru optimizarea totală a instalației ca funcție economică se estimează, în primul rînd, minimul cheltuielilor anuale :

$$[MIN]\ E = \frac{I}{T_n} + C,$$

unde :

I — investițiile ;

T_n — termenul normat de recuperare a investițiilor ;

C — cheltuielile anuale de exploatare.

Valoarea investițiilor I cuprinde costul total de fabricație al instalației de acționare electrică cu motoare asincrone, costul construcțiilor necesare, costul montajelor, costul amenajărilor etc.

Cheltuielile anuale de exploatare (cheltuieli legate de întreținerea și funcționarea utilajului) C cuprind, în principal, cheltuielile cu reviziile tehnice, reparațiile curente și întreținerea instalațiilor, cheltuielile cu reparațiile capitale ale instalației, cheltuielile cu energia electrică etc.

Cheltuielile cu reviziile tehnice, reparațiile curente și întreținerea instalațiilor conțin :

— costul materialelor și pieselor de schimb folosite pentru întreținere, revizii tehnice și reparații curente ;

— salariile de bază ale muncitorilor care execută reviziile tehnice, reparațiile curente și lucrările de întreținere ;

— costul reviziilor tehnice și reparațiilor curente executate de alte secții ale unității industriale sau de către terți ;

— rezervele pentru acoperirea cheltuielilor cu reviziile tehnice și reparațiile curente.

Cheltuielile cu reparațiile capitale ale instalației cuprind :

— costul reparațiilor capitale executate de alte secții ale unității industriale sau de către terți ;

— cotele lunare de cheltuieli anticipate pentru reparații capitale ;

— rezervele pentru acoperirea cheltuielilor cu reparații capitale.

Costul energiei electrice include :

— costul energiei pentru scopuri tehnologice ;

— penalitățile plătite pentru neîndeplinirea factorului de putere ;

— bonificațiile încasate pentru îndeplinirea factorului de putere.

2. Modelul schemelor de acționare cu motoare asincrone

Motorul asincron reprezintă un convertor electromecanic de energie. În cazul cel mai general motorul poate fi alimentat prin stator și prin rotor, absorbind de la rețea puterile P_{a1} și P_{a2}, care sînt transformate de către motor în energie mecanică.

Prin introducerea în circuitul rotoric a unei t.e.m. suplimentare, de aceeași frecvență ca aceea din rotor, se poate realiza o reglare continuă și economică a turației motorului asincron.

Dacă la bornele circuitului secundar este aplicată o tensiune U_2 atunci se utilizează ecuațiile mașinii asincrone sub forma :

$$\underline{U}_1 = (R_1 + jX_{\sigma 1})\,\underline{I}_1 + jX_m\,(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2);$$

$$\frac{\underline{U}'_2}{s} = \left(\frac{R'_2}{s} + j\,X'_{\sigma 2}\right)\,I'_2 + j\,X_m\,(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2).$$

Valoarea cuplului :

$$M = \frac{m_1 p}{\omega}\,\frac{1}{s}\left(R'_2 - \frac{\underline{U}'_2}{\underline{I}'_2}\right)\underline{I}'^2_2.$$

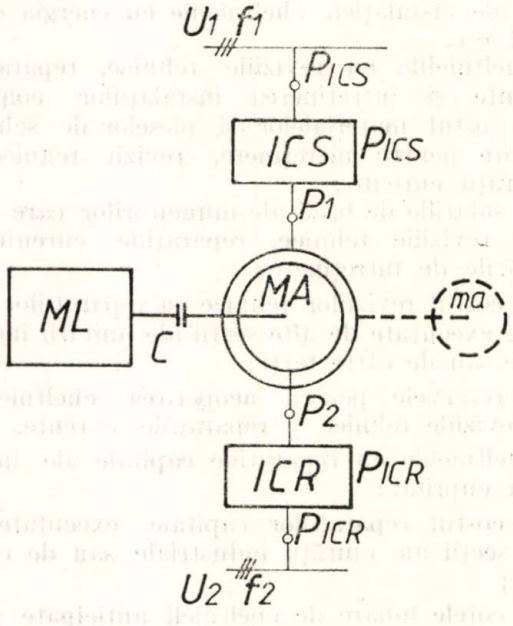


Fig. 1. Modelul acționării electrice cu motor asincron.

Valoarea frecvenței t.e.m. introdusă în circuitul rotoric este :

$$f_2 = sf_1.$$

Puterea utilă la arborele mașinii corespunde sumei puterilor absorbite pe la bornele statorului și rotorului.

Puterile absorbite de statorul și respectiv rotorul motorului sînt :

$$P_{a1} = \sqrt{3}\;U_1 I_1 \cos\varphi_1,$$

$$P_{a2} = \sqrt{3}\;U_2 I_2 \cos\varphi_2,$$

$$P_u = \eta_{MA}\;P_a = \eta_{MA}\;(P_{a1} + P_{a2}).$$

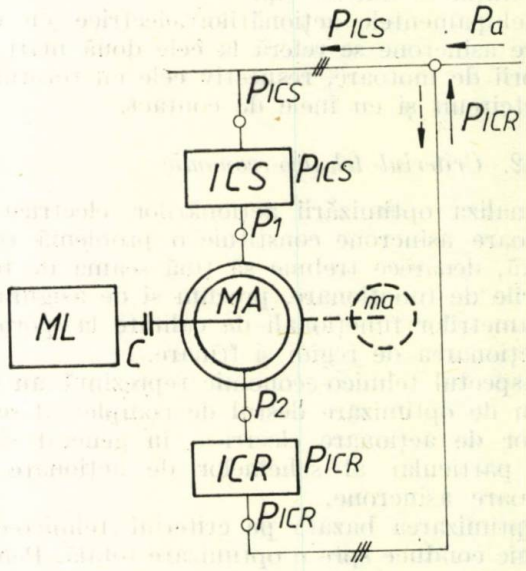


Fig. 2. Modelul motorului asincron cu recuperare electrică.

Motorul poate fi alimentat numai prin stator sau numai prin rotor însă în această situație cealaltă înfășurare trebuie pusă în scurtcircuit.

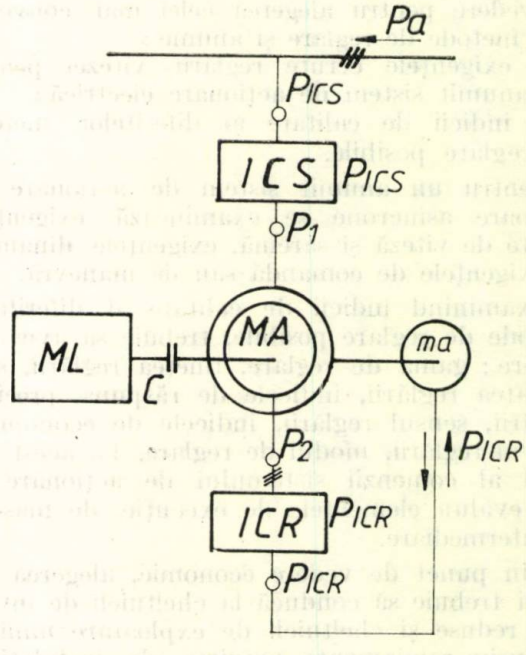


Fig. 3. Modelul motorului asincron cu recuperare mecanică.

Motorul poate avea pe ax un motor auxiliar de la care, de obicei, primește energie cum este de exemplu, energia mecanică de alunecare

Modelul care corespunde schemei de acţionare cu motoare asincrone arată ca în figura 1. Modelul este valabil şi pentru motorul cu dublă alimentare.

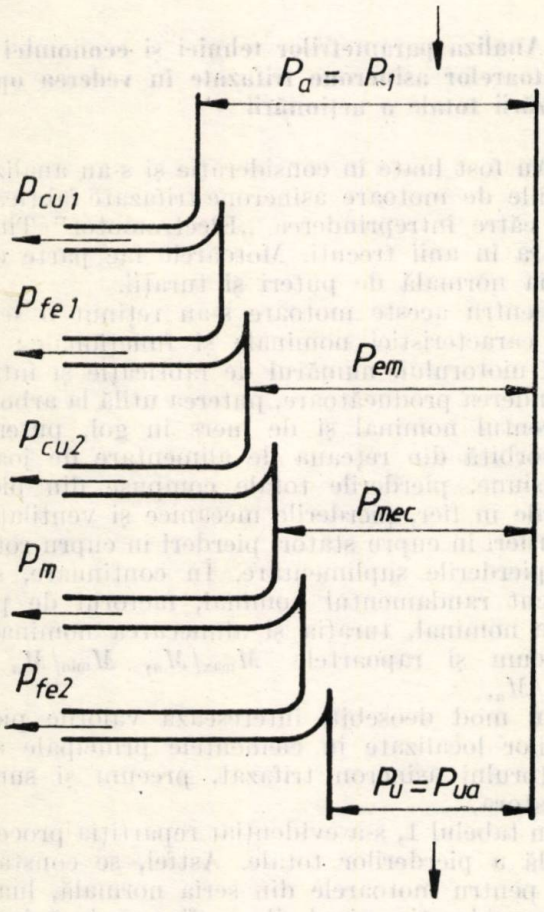


Fig. 4. Bilanţul puterilor active ale motorului asincron trifazat.

Cu ajutorul acestui model se pot studia aspecte cantitative şi calitative ale problemelor tehnice şi economice. De asemenea, pot fi examinate şi regimurile de pornire, de durată sau frînare, precum şi orice regim al maşinii de lucru.

Instalaţia de comandă a statorului sau rotorului poate acţiona asupra frecvenţei tensiunii de alimentare, asupra amplitudinii acestei tensiuni sau concomitent asupra ambelor. Instalaţia poate fi constituită dintr-un convertizor de frecvenţă, tiristoare, autotransformatoare (inclusiv saturabile), bobine (impedanţe), rezistenţe, scheme de recuperare, scheme de comutare a numărului perechilor de poli, scheme cu dublă alimentare etc.

În figura 1 s-au notat: MA — motor asincron; ICS — instalaţie comandă stator; ICR — instalaţie comandă rotor; ma — motor auxiliar, U_1, f_1, U_2, f_2 — tensiunea şi frecvenţa reţelei aferente; ML — maşina de lucru; C — cuplaj.

Pe aceeaşi figură s-au mai notat:

P_{ICS} — puterea aferentă instalaţiei de comandă a circuitului statoric a motorului asincron;

P_1 — puterea aferentă circuitului statoric al motorului asincron;

P_{ICR} — puterea aferentă instalaţiei de comandă a circuitului rotoric al motorului asincron;

P_2 — puterea aferentă circuitului rotoric al motorului asincron;

P_{ICS} — pierderile în instalaţia de comandă stator;

p_{ICR} — pierderile în instalaţia de comandă rotor;

η_{ma} — randamentul motorului auxiliar.

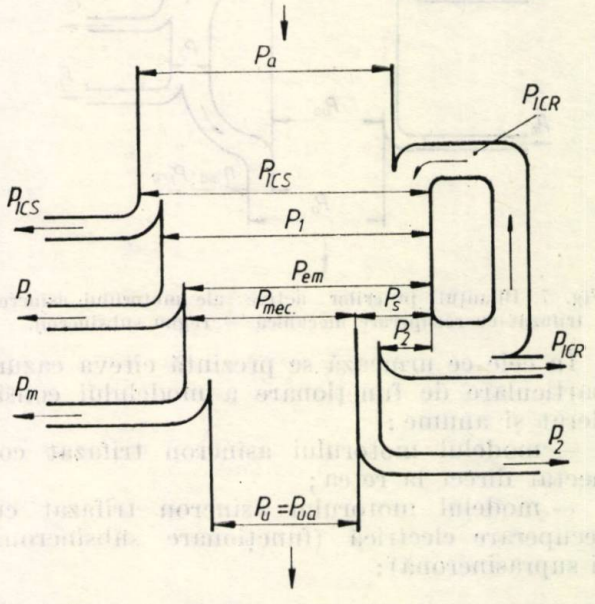


Fig. 5. Bilanţul puterilor active ale motorului asincron trifazat cu recuperare electrică — regim subsincron.

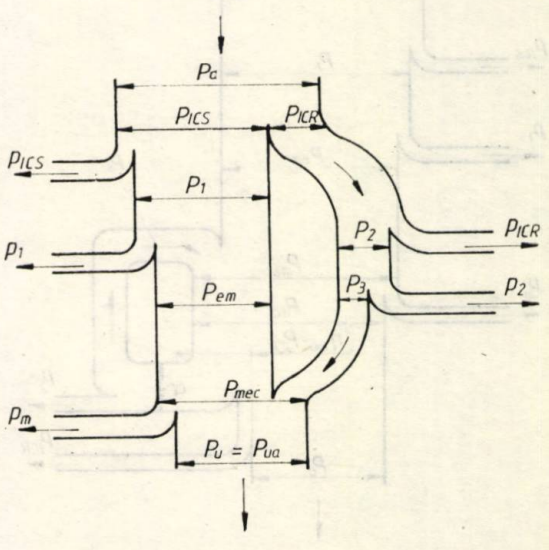


Fig. 6. Bilanţul puterilor active ale motorului asincron trifazat cu recuperare electrică — regim suprasincron.

Instalaţia de comandă stator *ICS* şi instalaţia de comandă rotor *ICR* asigură, pe de o parte, regimurile de pornire, mers în regim şi frînare, iar pe de altă parte, regimurile de motor, frînă sau generator, dacă este cazul.

Trebuie precizat că orice schemă complexă de acţionare cu motoare asincrone poate fi separată şi analizată din punct de vedere tehnico-economic, astfel ca fiecare parte componentă să aibă la bază modelul de mai sus.

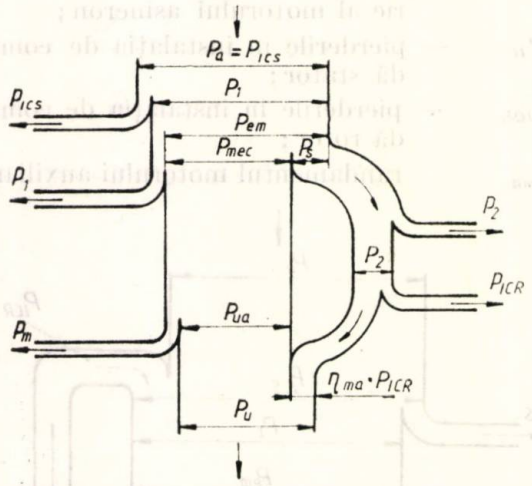


Fig. 7. Bilanţul puterilor active ale motorului asincron trifazat cu recuperare mecanică — regim subsincron.

În cele ce urmează se prezintă cîteva cazuri particulare de funcţionare a modelului considerat şi anume:

— modelul motorului asincron trifazat conectat direct la reţea;

— modelul motorului asincron trifazat cu recuperare electrică (funcţionare subsincronă şi suprasincronă);

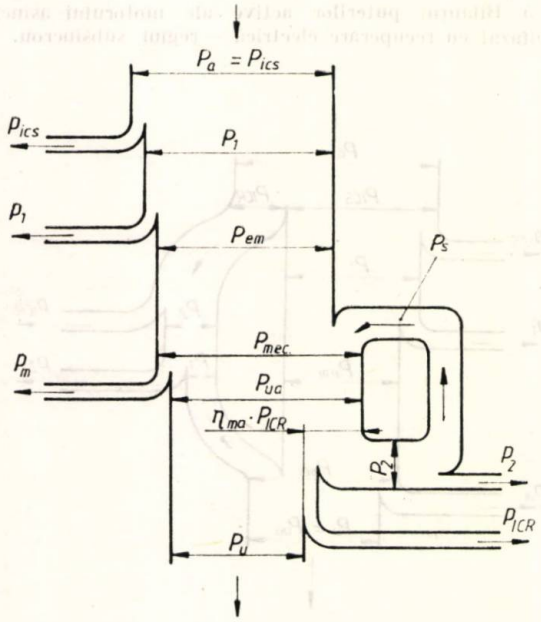


Fig. 8. Bilanţul puterilor active ale motorului asincron trifazat cu recuperare mecanică — regim suprasincron.

— modelul motorului asincron trifazat cu recuperare mecanică, respectiv figurile 1, 2, 3. Bilanţurile puterilor active sînt prezentate în figurile 4, 5, 6, 7, 8.

3. Analiza parametrilor tehnici şi economici ai motoarelor asincrone trifazate în vederea optimizării totale a acţionării

Au fost luate în consideraţie şi s-au analizat seriile de motoare asincrone trifazate fabricate de către întreprinderea „Electromotor" Timişoara în anii trecuţi. Motoarele fac parte din seria normală de puteri şi turaţii.

Pentru aceste motoare s-au reţinut o serie de caracteristici nominale şi funcţionale: tipul motorului, numărul de fabricaţie şi întreprinderea producătoare, puterea utilă la arbore, curentul nominal şi de mers în gol, puterea absorbită din reţeaua de alimentare de joasă tensiune, pierderile totale compuse din pierderile în fier, pierderile mecanice şi ventilaţie, pierderi în cupru stator, pierderi în cupru rotor şi pierderile suplimentare. În continuare, s-a trecut randamentul nominal, factorul de putere nominal, turaţia şi alunecarea nominală, precum şi rapoartele M_{max}/M_n, M_{min}/M_n şi M_p/M_n.

În mod deosebit, interesează valorile pierderilor localizate în elementele principale ale motorului asincron trifazat, precum şi suma acestora.

În tabelul 1, s-a evidenţiat repartiţia procentuală a pierderilor totale. Astfel, se constată că, pentru motoarele din seria normală, luate în consideraţie, pierderile în fier variază între 15...30,8%, pierderile mecanice şi de ventilaţie între 2,1...50,2%, pierderile în cupru stator între 21,4...41,8%, pierderile în cupru rotor între 3,3...30% şi pierderile suplimentare între 3,1...6,5%.

Media aritmetică procentuală a pierderilor, pentru cele 15 motoare, arată că ponderea acestora are loc în cupru statoric şi rotoric cu 35% şi respectiv 25%, după care urmează pierderile în fier cu 23%. De mai mică importanţă sînt pierderile mecanice, de ventilaţie şi cele suplimentare, respectiv 12% şi 5%.

În tabelul 2 s-a evidenţiat repartiţia procentuală a pierderilor totale ale unei alte serii fabricate de „Electromotor" Timişoara. Astfel, se constată că, pentru motoarele din seria CAER/DIN, pierderile în fier variază între 14...28,3%, pierderile mecanice şi de ventilaţie între 3,4...33,8%, pierderile în cupru stator între 26,7...50,2%, pierderile în cupru rotor 19...30,9% şi pierderile suplimentare între 2,7...5,8%.

Media aritmetică procentuală a pierderilor, pentru cele 12 motoare, indică o pondere a acestora în cupru statoric şi rotoric de 39% şi

Tabelul 1

Repartiția procentuală a pierderilor totale ale motoarelor asincrone din seria normală I.E.M.-Timișoara

Nr. crt.	Tipul motorului	Nr. de fabricație	Puterea utilă (W)	Pierderi totale (W)	Pierderi în fier (%)	Pierderi mecanice + ventilație (%)	Pierderi în cupru stator (%)	Pierderi în cupru rotor (%)	Pierderi suplimentare (%)
1	NSI 200 L 2 (I)	49916	45000	4536	15,95	30	21,4	27,2	5,45
2	NSI 200 L 4 (I)	49917	45000	3702	30,8	8,9	36,8	27,0	6,5
3	180 M. 2	50148	30000	2876	15	27,8	28,1	23,70	5,4
4	180 M. 4	50147	30000	2565	23,8	9,30	32,8	27,8	6,3
5	NSI 200 L 6 (I)	49918	30000	3046	35	4,70	30,9	24	5,40
6	NSI 200 L 8 (I)	49919	22000	2435	27,5	4,30	36,8	26,5	4,90
7	160 M. 2	50143	18500	1955	13,3	2,10	31,7	27,7	5,2
8	160 M. 4	50142	18500	1899	23,2	8,43	34,2	28,25	5,36
9	180 M. 6	50146	18500	1942	28,3	4,8	37,15	24,5	5,25
10	160 M.6	50141	15000	2036	28,9	4,20	35,6	27,2	4,10
11	180 M.8	50145	15000	1890	22,5	2,6	41,8	30	3,1
12	132 M.2 (III)	35453	11000	1505	12,70	18,3	39,2	25,6	4,2
13	134 M.4 (III)	35454	11000	1447	21	7,2	40,3	27,2	4,30
14	160 M.8	50144	11000	1560	22,8	3,4	40,8	28,8	4,2
15	132 M.8 (III)	35456	5500	958,4	19,6	50,2	23,8	3,30	3,10
				Media %	22,7	12,4	34,8	25,25	4,85

Tabelul 2

Repartiția procentuală a pierderilor totale ale motoarelor asincrone din seria CAER/DIN, I.E.M.-Timișoara

Nr. crt.	Tipul motorului	Nr. de faricație	Puterea utilă (W)	Pierderi totale (W)	Pierderi în fier (%)	Pierderi mecanice + ventilație (%)	Pierderi în cupru stator (%)	Pierderi în cupru rotor (%)	Pierderi suplimentare (%)
1	ASI 180 M.2	115201	30000	2913	14,82	33,8	26,7	19	5,68
2	ASI 180 M/200 L.4	115202	30000	2854	20	12,9	32,5	28,8	5,8
3	160 M/160 L.2	115197	18500	2263	14,0	29,8	30,3	21,4	4,5
4	AS 160 M.4	115198	18500	2206	19,98	13,1	34,9	27,3	4,72
5	ASI 180 M.6	115203	18500	2362	28,3	5,80	38,2	23,1	4,40
6	180 M/200 L.8	115204	15000	2080	21,0	5,05	44,9	24,9	4,15
7	160 M.6/180 M.6	115199	15000	2142	27,3	3,82	39,5	25,38	4,0
8	132 M/160 M.2	115193	11000	1439	14,8	18,55	36,3	26	4,35
9	132 M/160 M.4	115194	11000	1575	18,4	6,10	40,6	30,9	4,00
10	160 M/180 M.8	115200	11000	1608	20,2	3,40	44,3	28,2	3,90
11	132 M/160 M.6	115195	7500	1404	22,8	3,40	46	24,7	3,10
12	132 M/160 M.8	115196	5500	1159	15,9	6,80	50,2	24,4	2,7
				Media %	19,75	11,95	38,64	25,4	4,26

respectiv 25%, după care urmează pierderile în fier cu 20%. Restul pierderilor au mai mică importanță.

Comparînd mediile obținute, în tabelele 1 și 2 se constată o apropiere a valorilor pierderilor procentuale.

Ca urmare, în scopul reducerii pierderilor unui motor asincron trebuie acționat, încă în faza de proiectare, asupra înfășurării statorice, rotorice și asupra fierului din mașină. În acest sens se poate reduce suma pierderilor de circa 83...84% la valoarea dorită, fapt care are ca urmare, în final, o reducere a consumului de energie electrică pentru aceeași putere utilă la ax a motorului.

Din analiza coeficientului de suprasarcină $\lambda = M_k/M_n$, care stabilește relația dintre valoarea cuplului critic și valoarea cuplului nominal, pentru motoarele de 45 kW la 3 000 și 1 500 rot/min, 30 kW la 1 000 rot/min și 22 kW la 750 rot/min, ale căror caracteristici mecanice nu sînt reprezentate aici, se constată că, în acest caz, pentru aceeași putere de 45 kW, coeficientul de suprasarcină λ crește cu scăderea turației. Există o tendință de scădere a coeficientului de suprasarcină odată cu creșterea puterii, mai ales la motoarele din seria CAER/DIN.

În urma analizei caracteristicilor mecanice, se constată o scădere a valorii raportului coefi-

cientului M_p/M_n odată cu scăderea puterii nominale a motorului asincron.

În figura 9 și 10 se arată curbele de creștere a prețului motorului în funcție de putere pentru cîteva serii de motoare asincrone trifazate de înaltă și de joasă tensiune, fabricate de Intre-

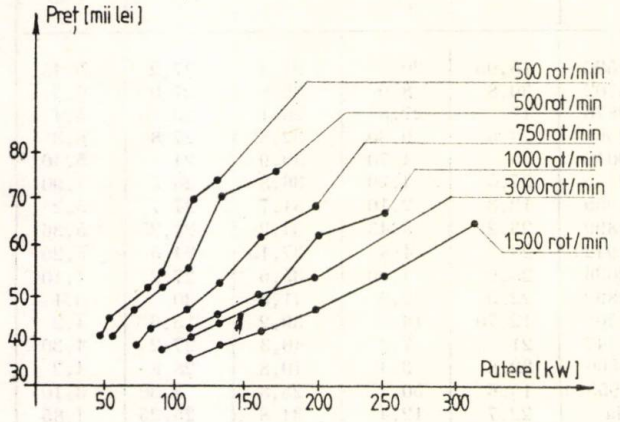


Fig. 9. Motoare asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit de j.t., f = 50 Hz, IP 44, cod 411210.

prinderea „Electroputere" Craiova în anii 1976—1977. Se poate constata, în general, o creștere aproape liniară a prețului cu puterea pentru o turație dată. Pe de altă parte, prețul crește odată cu scăderea turației, datorită creș-

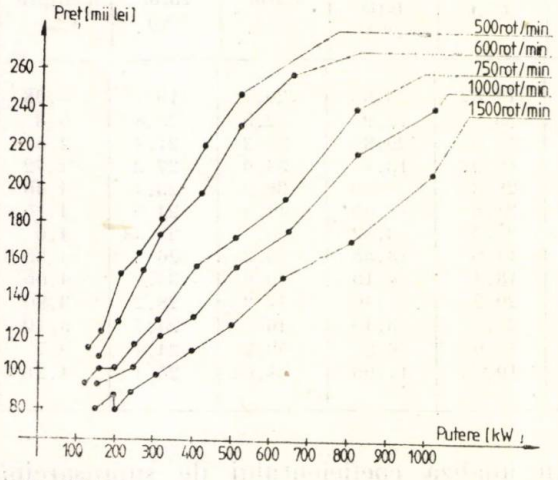


Fig. 10. Motoare asincrone trifazate închise cu rotor în scurtcircuit de î.t., IP 44, cod 411210.

terii numărului perechilor de poli, deci a gradului de complexitate tehnologică a înfășurării statorice, inclusiv a volumului, gabaritului și greutății.

4. Optimizarea totală a acționărilor electrice cu motoare asincrone

4.1. Criteriul tehnico-economic

Criteriul general tehnico-economic reprezintă prima etapă a optimizării totale. Această problemă nu este simplă și pentru rezolvarea ei rebuie analizate, în primul rînd, posibilitățile de reglare a vitezei. În al doilea rînd, se examinează, în legătură cu cele de mai sus, regimurile de lucru ale sarcinii, exigențele dinamice și de comandă. În al treilea rînd, dar nu pe ultimul loc din punct de vedere al importanței, se va aprecia fiabilitatea, simplitatea și costul întregii instalații de acționare raportată la durata de viață.

Pentru estimarea cheltuielilor anuale, se utilizează funcția economică care ține seama de valoarea investițiilor și a cheltuielilor anuale de exploatare :

$$E = \frac{I}{T_n} + C = \frac{I}{T_n} + C_1 + C_2 + C_3.$$

Varianta optimă este aceea care realizează minimul funcției economice și prezintă performanțe superioare în funcționare.

Instalațiile de comandă ale statorului pot fi cu autotransformatoare, autotransformatoare saturabile, amplificatoare magnetice, tiristoare, convertizoare de frecvență directe, convertizoare de frecvență indirecte de tensiune variabilă, convertizoare de frecvență indirecte de tensiune constantă, convertizoare de frecvență rotative sincrone, convertizoare de frecvență rotative asincrone, utilizarea motoarelor cu posibilități de comutare a numărului perechilor de poli etc.

Instalațiile de mai sus acționează, în principal, asupra tensiunii și frecvenței de alimentare, separat sau concomitent, fie asupra numărului perechilor de poli ai statorului.

Rotorul poate fi comandat, în principal, cu rezistențe (reactanțe), instalații de recuperare electromagnetică cu elemente statice și mașini, recuperare electromagnetică cu mașini electrice, recuperare electromagnetică cu elemente statice, recuperare mecanică cu mașini electrice, recuperare mecanică cu elemente statice și mașini etc. Se precizează că actualmente, comanda în rotor este mai puțin utilizată decît comanda statorului motorului asincron.

În cazul în care acționarea electrică cu motor asincron are putere mare și execută un program complex, impunîndu-se exigențe mari, în ceea ce privește proiectarea și utilizarea economică, se poate apela la un calculator de proces montat în instalații.

Tabelele 3 și 4 conțin rezultatele calculului de determinare a optimului pentru o acționare electrică cu motor asincron trifazat de joasă tensiune de 45 kW la 500 rot/min, avînd instalații clasice de comandă a vitezei în stator și respectiv în rotor. În tabelele precizate mai sus, au fost trecute principalele metode de comandă clasice ale statorului și rotorului, iar pe coloane, elementele economice estimative ale fiecărei metode în parte.

Tabelul 3

Determinarea optimului unei acționări electrice cu motor asincron trifazat de joasă tensiune 45 kW, 500 rot/min, avînd instalații de comandă în stator

Nr. crt.		Valoarea investiției			Termenul normat de recuperare a investiției, T_n ani	Valoarea totală a investiției raportată pe an, I/T_n lei/an	Cheltuieli anuale de exploatare			Total cheltuieli anuale instalație E, lei/an	Obs.
		C_{ICS}, lei	C_{MA}, lei	C_{I+C+M}, lei			C_1, lei/an	C_2, lei/an	C_3, lei/an		
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	Instalație de comandă în stator cu :										
1	Autotransformatoare	13.400	41.000	15.000	20	3.470	1.600	1.500	202.000 P_n=70kW	208.570	
2	Autotransformatoare saturabile	12.000	41.000	16.000	20	3.450	1.600	1.500	187.000 65 kW	193.550	
3	Amplificatoare magnetice	26.300	41.000	15.000	20	4.115	1.600	1.700	182.000 63 kW	189.415	
4	Tiristoare	110.000	41.000	16.000	20	8.350	1.700	2.000	161.000 56 kW	173.000	
5	Convertizoare de frecvență directe	200.000	41.000	17.000	20	12.900	1.900	3.000	158.000 55 kW	175.800	
6	Convertizoare de frecvență indirecte de tensiune variabilă	270.000	41.000	17.000	20	16.400	1.900	3.000	190.000 59 kW	211.300	
7	Convertizoare de frecvență indirecte de tensiune constantă	220.000	41.000	17.000	20	13.900	1.900	3.000	156.000 54 kW	174.800	
8	Convertizoare de frecvență rotative sincrone	240.000	41.000	17.000	20	14.900	1.900	3.000	193.000 67 kW	212.800	
9	Convertizoare de frecvență rotative asincrone	250.000	41.000	17.000	20	15.400	1.900	3.000	199.000 69 kW	219.300	
10	Comutarea numărului perechilor de poli	3.000	125.000	15.000	20	7.150	1.800	1.000	153.000 53 kW	162.950	

Tabelul 4

Determinarea optimului unei acționări electrice cu motor asincron trifazat de joasă tensiune 45 kW, 500 rot/min, având instalații de comandă în rotor

Nr. crt.		Valoarea investiției			Termenul normat de recuperare a investiției T_n, ani	Valoarea totală a investiției raportată pe an I/T_n, lei/an	Cheltuieli anuale de exploatare			Total cheltuieli anuale instalație E, lei/an	Obs.
		C_{ICS}, lei	C_{MA}, lei	C_{I+C+M}, lei			C_1, lei/an	C_2, lei/an	C_3, lei/an		
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	Instalație de comandă rotor cu : Rezistențe	19.000	62.500	14.000	20	4.775	1.600	1.200	231.000 P_n=80kW	238.575	
2	Recuperare electromagnetică cu mașini electrice	190.500	62.500	17.000	20	13.500	1.700	3.000	161.000 56 kW	179.200	
3	Recuperare electromagnetică cu elemente statice și mașini	250.000	62.000	18.000	20	16.500	1.800	3.000	158.000 55 kW	179.300	
4	Recuperare electromagnetică cu elemente statice	245.500	62.500	20.000	20	16.400	1.800	3.200	153.000 53 kW	174.400	
5	Recuperare mecanică cu mașini electrice	211.000	62.000	21.000	20	14.700	1.800	3.000	161.000 56 kW	180.500	
6	Recuperare mecanică cu elemente statice și mașini	195.000	62.000	20.000	20	13.850	1.800	3.000	158.000 55 kW	176.650	

Coloanele tabelelor sus-menționate cuprind, în ordine : valoarea investiției necesare pentru instalația de comandă a statorului, respectiv a rotorului, C_{ICS}, C_{ICR}, costul motorului asincron trifazat C_{MA}, costul restului instalației, construcției, montajelor, amenajărilor etc., C_{I+C+M}, termenul normat de recuperare a investiției T_n, valoarea totală a investiției raportată la un an de funcționare I/T_n, cheltuielile anuale de exploatare legate de cheltuielile cu reviziile tehnice, reparațiile curente și întreținerea instalațiilor C_1, cheltuielile referitoare la reparațiile capitale ale instalației C_2, cheltuielile cu energia electrică C_3, totalul cheltuielilor anuale ale instalației E. În cazul în care energia electrică de alunecare se recuperează, aceasta se scade ca valoare din suma cheltuielilor anuale de exploatare.

Prețul de vînzare al unui motor asincron trifazat cu rotor în scurtcircuit, de joasă tensiune tip MIB 2—315—S—80—12 de 45 kW, turație nominală 490 rot/min, 380/660 V, frecvență 50 Hz, grad de protecție IP—44, conform catalogului de mașini electrice rotative Electroputere 1976—1977, era de 41 000 lei.

Prețul de vînzare al unui motor asincron trifazat, cu rotor bobinat de joasă tensiune tip MIP—2—315—S—80—12 de 45 kW, turația nominală 487 rot/min, 380/660 V, frecvența 50 Hz, grad de protecție IP — 44, conform catalogului sus-menționat, era de 62 500 lei.

Prețul de vînzare al motorului asincron de 45 kW cu posibilități de comutare a numărului perechilor de poli, s-a considerat ca fiind triplu față de cel cu rotorul bobinat.

Prețul de vînzare al autotransformatorului tip ATA, cu putere de trecere 67 kVA, frecvența 50...60 Hz, tensiunea primară 380—440—500 V, tensiunea secundară în gol 220 V, durata activă de lucru 100%, pierderi de mers în gol 300 W, grad de protecție IP—00, conform catalogului de produse Electrotehnica București 1975—1976, era de 13 400 lei. În același catalog, se poate găsi și prețul echivalent al amplificatorului magnetic.

Prețul convertizoarelor a fost estimat deoarece nu se fabrică în producția curentă. Drept element de comparație, s-au utilizat unele convertizoare fabricate de Electrotehnica—București.

Estimativ, au fost determinate și prețurile instalațiilor de recuperare a energiei electrice.

Pentru a calcula cheltuielile anuale de exploatare, C_3, datorate costului de energie electrică, se estimează puterea medie absorbită din rețea care se înmulțește cu circa 300 zile lucrătoare a 24 ore și cu 0,40 lei, care reprezintă valoarea medie a costului unui kWh în industrie, la ni-

velul trimestrului II al anului 1979, ca urmare a penalităţilor şi bonificaţiilor legate de îndeplinirea sau neîndeplinirea factorului de putere recomandat.

4.2. Exemplu de calcul

În continuare se prezintă un exemplu de calcul pentru metoda de variaţie a vitezei cu instalaţii de comandă în stator şi anume prin comutarea numărului perechilor de poli (poz. 10) din tabelul 3, pentru determinarea optimului unei acţionări electrice cu motor asincron trifazat de joasă tensiune 45 kW, 500 rot/min.

Valoarea investiţiei I este :

$$I_{ICS} + C_{MA} + C_{I+C+M}.$$

Costul instalaţiei de comandă a statorului C_{ICS}, în acest caz, este redus, deoarece cuprinde aparatajul de comutare a înfăşurărilor statorului pentru schimbarea numărului perechilor de poli. Se estimează costul acestei instalaţii la maxim 3 000 lei.

Costul motorului asincron, cu înfăşurări multiple în stator, va fi de aproximativ trei ori mai mare decît preţul motorului asincron şi anume 125 000 lei/buc.

Costul restului investiţiilor necesare construcţiilor, montajelor, amenajărilor etc., notate C_{I+C+M}, se estimează, în acest caz, la suma de 15 000 lei.

Termenul normat de recuperare a investiţiei în întregime T_n este cuprins, conform legislaţiei în vigoare între 20 şi 30 ani. S-a ales durata de 20 ani, avînd în vedere valoarea relativ mică a investiţiei.

Valoarea totală a investiţiei, raportată pe an, este de 7 150 lei.

Cheltuielile anuale de exploatare (cheltuielile legate de întreţinerea şi funcţionarea utilajului) cuprind :

$$C = C_1 + C_2 + C_3.$$

Cheltuielile cu reviziile tehnice, reparaţiile curente şi întreţinerea instalaţiilor C_1 se estimează la 1800 lei/an, avînd în vedere salariul unui electrician de întreţinere pentru o secţie cu 10 instalaţii.

Cheltuielile cu reparaţiile capitale ale instalaţiei C_2 se aproximează la 1 000 lei/an.

Cheltuielile cu energie electrică se calculează la puterea totală absorbită din reţea de 53 kW, pentru a obţine la arbore 45 kW. Se consideră 300 zile lucrătoare a 3 schimburi. Costul mediu al energiei electrice în întreprinderile industriale (ţinînd seama de penalităţile şi bonificaţiile legate de cos φ), poate fi considerat de 0,40 lei/kWh. În aceste ipoteze, cheltuielile cu energia electrică ajung la 153 000 lei/an.

Cu valorile stabilite mai înainte se poate determina totalul cheltuielilor anuale ale instalaţiei :

$$E = \frac{I}{T_n} + C = 162\,950 \text{ lei/an}.$$

Trebuie remarcat, în mod deosebit, atît la acest exemplu de calcul, cît şi la celelalte cuprinse în tabelele 3 şi 4 că, ponderea cheltuielilor este determinată de cheltuielile anuale cu energia electrică.

În ultimul timp, în decursul anului 1984, datorită creşterii preţului energiei electrice, ponderea acestor cheltuieli se accentuează.

Analizînd valoarea E, în comparaţie cu celelalte din tabelul 3, se constată că ea este minimă, dar din punct de vedere tehnic, subliniem încă o dată că, prin această metodă se poate regla viteza în trepte, iar numărul acestora este limitat, datorită posibilităţilor tehnologice de realizare a înfăşurărilor statorice ale motorului asincron.

Din examinarea tabelului 3, se constată că, funcţia economică E prezintă un minim, în cazul acţionării motorului asincron cu posibilităţi de modificare a numărului de poli.

De asemenea, se constată că funcţia are valori medii şi maxime în cazul convertizoarelor de frecvenţă. Reglajul cu autotransformatoare şi autotransformatoare saturabile plasează funcţia economică în jurul valorilor maxime datorită, în principal, consumului mare de energie electrică.

Deşi costul de investiţie al convertizoarelor de frecvenţă este relativ ridicat, acestea prezintă totuşi interes, deoarece consumul de energie electrică este relativ scăzut şi în acest caz, funcţia economică E, care reprezintă totalul cheltuielilor anuale ale instalaţiei de acţionare, este acceptabilă. În plus, convertizoarele de frecvenţă prezintă o serie de avantaje tehnice cum ar fi : reglajul continuu şi în limite largi al vitezei, în condiţiile unor pierderi minime, cuplul constant la arbore egal cu cel nominal, pornire în frecvenţă cu cupluri şi curenţi de pornire mici, frînare în frecvenţă evitîndu-se supraîncălzirea maşinii etc.

Din examinarea tabelului 4, se constată că funcţia economică E prezintă un maxim, în cazul utilizării rezistenţelor în rotor (variantă neeconomică). Pentru instalaţiile de recuperare în rotor, funcţia are valori importante şi necesită instalaţii mai complexe. Convertizoarele de frecvenţă rotative sincrone şi asincrone prezintă dezavantajul unor consumuri relativ mari de energie electrică datorită utilizării mai multor maşini, ceea ce conduce, în final, la o valoare ridicată a cheltuielilor totale anuale ale instalaţiei.

O caracteristică comună a tabelelor 3 şi 4 o reprezintă faptul că ponderea cheltuielilor

anuale este determinată, în principal, de costul energiei electrice consumate. Celelalte categorii de cheltuieli anuale de exploatare, ale reviziilor tehnice, reparațiilor curente, întreținerii și cheltuielilor referitoare la reparațiile capitale C_1 și C_2, precum și valoarea totală a investiției raportată pe an I/T_n sînt relativ mici.

5. Analiza valorii. Optimizarea totală a acționărilor electrice cu motoare asincrone

Analiza valorii reprezintă a doua etapă și anume cea a optimizării totale. Pentru determinarea optimului total al acționărilor electrice cu motoare asincrone, asupra considerențelor și rezultatelor obținute mai înainte, se aplică analiza valorii. În acest scop, se stabilesc indicii de calitate principali ai acționărilor cu motoare asincrone. Acești indici, după cum s-a spus, se pot împărți în două mari categorii și anume: indici de calitate generali și indici de calitate ai reglării vitezei — nominalizați în tabelele 5 și 6.

Tabelul 5

Nomenclatorul indicilor de calitate generali ai acționărilor electrice cu motoare asincrone

Nr. crt.	Denumirea indicelui	Coeficient de importanță
1	Simplitate, eficiență	1
2	Elasticitate, rapiditate	1
3	Productivitate	1
4	Randament	1
5	Capacitate de suprasarcină	0,9
6	Durata de viață	1
7	Siguranța în funcționare	1

Tabelul 6

Nomenclatorul indicilor de calitate ai reglării vitezei acționărilor electrice cu motoare asincrone

Nr. crt.	Denumirea indicelui	Coeficient de importanță
1	Modul de reglare	1
2	Gama de reglare	1
3	Precizia reglării	1
4	Finețea reglării	1
5	Stabilitatea statică	1
6	Stabilitatea dinamică	1
7	Indicele de răspuns	0,9
8	Indicele de economicitate	0,9
9	Sensul reglării	0,9

Fiecare indice de calitate atît cel general, cît și de reglare a vitezei, prezintă un anumit grad de importanță din punct de vedere al instalației, ce poate fi apreciat sub forma unui coeficient numeric care poate avea valori între zero și unu. Coeficienții notați cu cifra unu au ponderea maximă, pentru aprecierea calitativ funcțională a instalației.

Beneficiarii unor instalații identice pot aprecia gradul de importanță al unui coeficient de calitate, în mod diferit corespunzător specificității procesului tehnologic de lucru. Un exemplu de stabilire a coeficienților de importanță, este arătat în tabelele 5 și 6.

După stabilirea indicilor de calitate și a importanței lor, etapa a doua constă în operația de notare a tipurilor de instalații, luate în considerație pentru fiecare indice de calitate în parte.

Astfel, în matricea din tabelele 7 și 8 se consideră 16 instalații de comandă în stator și rotor (respectiv un număr de 10 și 6), apreciate din punct de vedere a 16 indici de calitate (respectiv 9 pentru reglare și 7 generali). Se apreciază și se notează fiecare tip de instalație după indicii de calitate stabiliți. Notele acordate sînt între 0 și 10. Nota 10 corespunde performanțelor maxime din punct de vedere calitativ. Suma notelor (punctajelor) este prezentată în penultima coloană a tabelului sus-menționat. Se remarcă indicii de calitate superiori ai convertizoarelor de frecvență directe și indirecte (de tensiune variabilă și de tensiune constantă) de la pozițiile 5, 6 și 7. Indicele de economicitate a fost luat constant și la valoarea maximă pentru toate instalațiile, deoarece s-a ținut cont de acesta chiar în ecuația funcției economice.

Pentru a elimina anumiți factori subiectivi de apreciere a motoarelor din tabelul 7 și 8 este de dorit ca acesta să fie completat de mai mulți beneficiari ai instalațiilor de acționare cu motoare asincrone.

Tabelul 7

Matrice pentru optimizarea totală a acționărilor electrice cu motoare asincrone

Nr. crt.	Tipul instalației/ Indicele de calitate	Indici de calitate ai reglării									Indici de calitate generali							suma punctajului	Total cheltuieli anuale instalație
		modul de reglare	gama de reglare	finețea reglării	stabilitatea statică	stabilitatea dinamică	indice de răspuns	precizia reglării	sensul reglării	indice economic	simplitate, eficiență	elasticitate, rapiditate	productivitate	randament	capacitate de suprasarcină	durata de viață	siguranța în funcționare		
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Instalație comandă stator																		
1	Autotransformatoare	5	6	5	8	8	10	8	10	9	7	8	6	6	7	9	7	119	208 570
2	Autotrafo saturabile	5	6	6	8	8	10	8	10	8	7	8	6	6	7	9	7	119	193 550
3	Amplificatoare magnetice	6	6	6	8	8	10	8	10	10	7	7	7	7	7	9	7	123	189 415
4	Tiristoare	8	7	7	8	8	10	9	10	10	8	9	8	9	8	9	8	136	173 000
5	Convertizoare de frecvență directe	10	10	10	10	9	10	9	10	10	9	9	9	9	8	9	9	150	175 800
6	Convertizoare de frecvență indirecte de tensiune variabilă	10	10	10	10	9	10	10	10	10	9	9	9	9	8	9	9	151	211 300
7	Convertizoare de frecvență indirecte de tensiune constantă	10	10	10	10	9	10	10	10	10	9	9	9	9	8	9	9	151	174 800
8	Convertizoare de frecvență rotative sincrone	7	9	8	10	9	9	9	10	10	9	8	9	9	8	9	9	142	212 800
9	Convertizoare de frecvență rotative asincrone	7	9	8	8	8	9	9	10	10	9	8	9	9	9	9	9	140	219 300
10	Comutarea numărului perechilor de poli	6	6	8	9	8	10	9	10	10	8	10	9	10	7	10	10	140	162 950

Tabelul 8

Matrice pentru optimizarea totală a acţionărilor electrice cu motoare asincrone

Nr. crt.	Tipul instalaţiei/ Indicele de calitate	Indici de calitate ai reglării										Indici de calitate generali									Suma punctajului	Total cheltuieli anuale instalaţie
		modul de reglare	gama de reglare	fineţea reglării	stabilitatea statică	stabilitatea dinamică	indice de răspuns	precizia reglării	sensul reglării	indice economic	simplitate, eficienţă	elasticitate, rapiditate	productivitate	randament	capacitate de suprasarcină	durata de viaţă	siguranţa în funcţionare					
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17				18	19
	Instalaţie de comandă rotor																					
11	Rezistenţe	6	7	6	8	8	10	8	10	6	6	8	4	3	7	8	7				112	238 575
12	Recuperarea electromagnetică cu maşini electrice	7	7	8	8	8	9	8	10	10	7	8	8	8	8	8	7				129	179 200
13	Recuperarea electromagnetică cu elemente statice şi maşini	7	7	8	8	8	9	8	10	10	7	8	8	8	8	8	7				129	179 300
14	Recuperarea electromagnetică cu elemente statice	7	7	8	8	8	9	8	10	10	7	8	8	8	8	8	7				129	174 400
15	Recuperarea mecanică cu maşini electrice	7	7	8	8	8	9	8	10	10	7	8	8	8	8	8	7				129	180 500
16	Recuperarea mecanică cu elemente statice şi maşini	7	7	8	8	8	9	8	10	10	7	8	8	8	8	8	7				129	176 650

5.1. Prezentarea programului pe calculator

Programul de optimizare totală a acţionărilor electrice cu motoare asincrone este întocmit pentru calculatorul electronic, pe baza criteriului general tehnico-economic şi al analizei valorii.

Programul stabileşte optimul, în urma analizei tipurilor de instalaţii luate în consideraţie şi a indicilor de calitate stabiliţi.

Pentru a compara între ele cele 16 tipuri de acţionări electrice clasice cu motoare asincrone cu comanda în stator sau rotor, s-au analizat două metode care, pe baza criteriului general tehnico-economic, a indicilor de calitate ai reglării şi cei generali, permit această comparare. Există, în esenţă, două metode : una aproximativă şi alta exactă.

Calculul 1. Calculul funcţiei de eficienţă economică pentru instalaţiile considerate. Din tabelele 3 şi 4 se constată că instalaţia 10 — comutarea numărului de perechi de poli — realizează un minim al funcţiei şi anume 162 950 lei/an. Maximul acestei funcţii este atins de reglajul cu rezistenţe în rotor de 238 575 lei/an. Valori corespunzătoare se obţin la instalaţiile cu convertizoare de frecvenţă, dar mai mari decît instalaţiile cu recuperarea energie din rotor.

Calculul 2. Calculează pentru fiecare tip de acţionare electrică cu motoare asincrone factorul de calitate, provenind din însumarea indicilor de calitate, menţionaţi în tabelele 7 şi 8.

Se poate constata că factorii de calitate superiori sînt proprii instalaţiilor cu convertizoare de frecvenţă, punctaj 151 şi 150. Urmează apoi motoarele cu posibilităţi de comutare a numărului de perechi de poli. Pe ultimul loc se află instalaţiile cu rezistenţe, punctaj 112 şi autotransformatoarele, inclusiv cele saturabile, 119 puncte.

Metoda 1. Această metodă, proprie analizei valorii, calculează pentru fiecare tip de instalaţie, raportul dintre valoarea sumei indicilor de calitate ai instalaţiei respective şi costul ei.

Din punct de vedere al optimului total, tabelul 9, există trei tipuri de instalaţii pe primul loc şi anume cele cu convertizoare de frecvenţă directe, convertizoarele indirecte de tensiune constantă şi cele cu posibilităţi de comu-

tare a numărului de perechi de poli în valoare de 0,00085 și 0,00086. Și în acest caz, instala-

Tabelul 9

Calculul optimului tehnico-economic al instalațiilor considerate

Instalația	1	R=0.00057
Instalația	2	R=0.00061
Instalația	3	R=0.00065
Instalația	4	R=0.00079
Instalația	5	R=0.00085
Instalația	6	R=0.00071
Instalația	7	R=0.00085
Instalația	8	R=0.00067
Instalația	9	R=0.00063
Instalația	10	R=0.00085
Instalația	11	R=0.00047
Instalația	12	R=0.00072
Instalația	13	R=0.00072
Instalația	14	R=0.00074
Instalația	15	R=0.00071
Instalația	16	R=0.00073

țiile cu rezistențe se află pe ultimul loc. O comportare bună o au instalațiile cu recuperare de energie.

Metoda 2. Calculează optimul total tehnico-economic exact al instalațiilor considerate, prin raportarea sumei indicilor de calitate al instalației la costul ei, cu luarea în considerație a coeficienților de importanță din tabelele 5 și 6. Aceste rezultate trecute în tabelul 10 nu modifică decît într-o măsură foarte mică datele obținute prin metoda 1, care rămîn valabile și în acest caz.

Tabelul 10

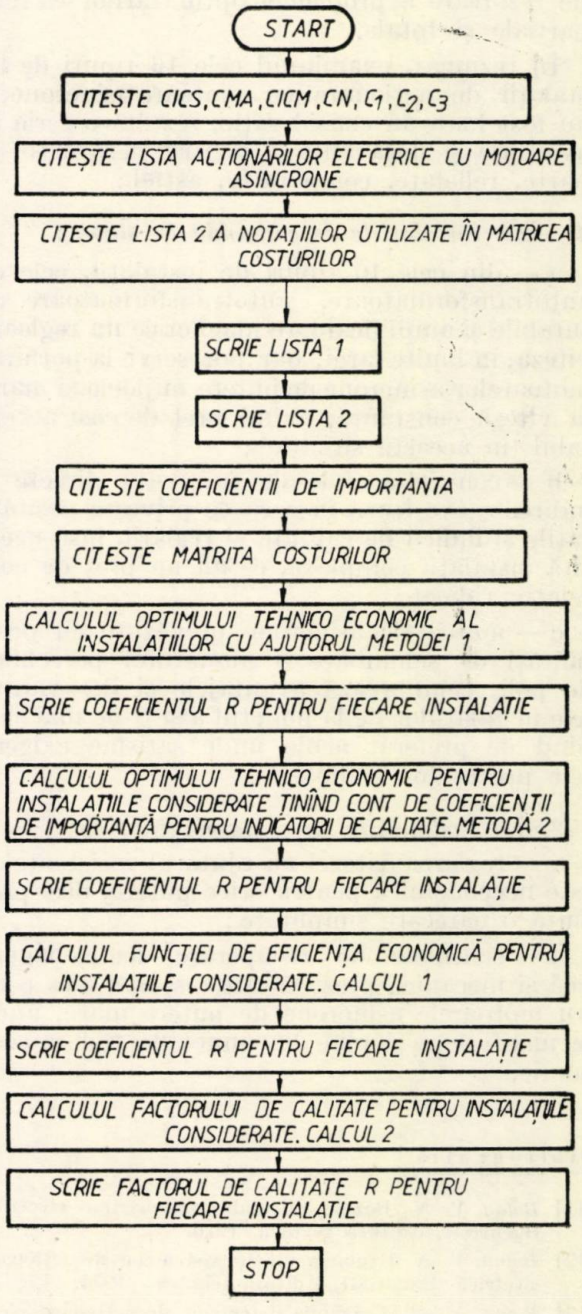
Calculul optimului tehnico-economic pentru instalații cu considerarea unor coeficienți de importanță pentru indicatorii de calitate ai instalațiilor

Instalația	1	R=0.00057
Instalația	2	R=0.00061
Instalația	3	R=0.00065
Instalația	4	R=0.00079
Instalația	5	R=0.00085
Instalația	6	R=0.00064
Instalația	7	R=0.00085
Instalația	8	R=0.00060
Instalația	9	R=0.00057
Instalația	10	R=0.00085
Instalația	11	R=0.00047
Instalația	12	R=0.00072
Instalația	13	R=0.00072
Instalația	14	R=0.00067
Instalația	15	R=0.00071
Instalația	16	R=0.00073

Pentru a preciza diferența dintre metoda 1 și 2 se subliniază că metoda a doua este mai exactă decît metoda 1, care este aproximativă.

Programul este scris în limbajul FORTRAN IV și a fost rulat pe calculatorul ICL 1902 A din dotarea ICPE. Execuția programului a durat două minute, memoria solicitată 6 K.

Avînd în vedere cele precizate mai înainte se pot rezuma următoarele idei importante:



6. Concluzii

Problemele tratate au un cîmp larg de aplicabilitate pentru optimizarea acționărilor electrice cu motoare asincrone trifazate de orice tip, putere și indiferent de regimurile mașinii de lucru. Au fost evidențiate în primul rînd, problemele importante referitoare la studiul optimizării și al stadiului actual al realizării în domeniu atît în țară, cît și în străinătate,

În al doilea rînd, au fost analizate criteriile și metodele de calcul în vederea optimizării.

În urma cercetărilor întreprinse și a rezultatelor obținute, au fost stabilite două nivele de rezolvare a problemei optimizărilor ca fiind parțiale și totale.

În rezumat, examinînd cele 16 tipuri de instalații de acționare cu motoare asincrone, ce au fost luate în considerație, rezultă o serie de avantaje și dezavantaje, pentru fiecare tip în parte, reliefate, comparativ, astfel:

1 — La instalațiile de comandă în stator:

a — din cele 10 tipuri de instalații, cele cu autotransformatoare, autotransformatoare saturabile și amplificatoare magnetice nu reglează viteza, în limite largi, dar pot servi la pornirea motoarelor asincrone de putere mijlocie și mare, la viteză constantă, avînd preț de cost acceptabil (în această situație);

b — convertizoarele de frecvență directe și indirecte excelează în ceea ce privește posibilitățile și indicii de calitate ai reglării, însă necesită instalații complexe, ce au un preț de cost relativ ridicat;

c — motoarele asincrone prevăzute cu posibilități de schimbare a numărului perechilor de poli, echilibrează avantajele și dezavantajele instalațiilor de la punctul a și b de mai sus, fiind de preferat acolo unde satisfac exigențele procesului tehnologic.

2. La instalațiile de comandă în rotor:

a — reglarea vitezei cu ajutorul rezistențelor este neeconomică pentru orice putere, deși prezintă o oarecare simplitate;

b — schemele de recuperare electromagnetică și mecanică prezintă interes, mai ales pentru motoarele asincrone de putere mare, unde se justifică pe deplin din punct de vedere economic.

Bibliografie

[1] *Boțan, V. N.* Bazele calculului acționărilor electrice București, Editura tehnică, 1970.

[2] *Boțan, V. N.* Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrică. București, Editura tehnică, 1974.

[3] *Boțan, V. N.* Comanda sistemelor de acționare electrică. București, Editura tehnică, 1977.

[4] *Boțan, V. N., Sebastian, L., Balaban, E.* Considerațiuni asupra posibilităților de reglare a vitezei unui grup cu două motoare asincrone funcționînd coaxial. În: Buletinul I. P. Iași **Tom. XVI** (XX), fasciculele 1—2, 1970, secția III, p. 1—8.

[5] *Boțan, V. N., Caba S., Boțan, C., Caciaunov, C.* Etude synthétique d'un système de comande réglable de moteurs asynchrones alimentés avec des tensions asymétriques. În: Buletinul I. P. Iași. **Tom XV** (XIX), fasciculele 1—2, 1969, seria III, p. 111—118.

[6] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice. **Vol. III.** Mașini asincrone. București, Editura Academiei R.S.R., 1971.

[7] *Jerve, G. K.* Încercările mașinilor electrice rotative. București, Editura tehnică, 1972.

[8] *Jordan, H. E.* Analysis of induction machines in dynamic systems. In Transactions of IEEE, **Vol. PAS-84**, nr. 11, 1965, p. 1080—1088.

[9] *Kelemen, A.* Acționări electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1976.

[10] *Mereanu, A., Fercau, N., Rusu, M.* Întocmirea bilanțului electroenergetic al Intreprinderii de mașini electrice București și optimizarea acestuia, ICPE. Studiu cu măsurători, 1974.

[11] *Mereanu, A.* Tendințe actuale în domeniul acționărilor electrice cu motoare asincrone. Referat prezentat la Institutul Politehnic Iași, 1975.

[12] *Mereanu, A.* Metode matematice pentru optimizarea sistemelor de acționare electrică. Referat prezentat la I. P. Iași, 1976.

[13] *Mereanu, A.* Contribuții privind optimizarea acționărilor electrice cu motoare asincrone. Referat prezentat la I.P. Iași, 1976.

[14] *Mereanu, A., Pascu, V.* Metode actuale de ridicare a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone. În Revista Electrotehnica. 29, nr. 5, 1981.

[15] *Florescu, D., Sandulache, Gh., Mereanu, A.* Studiul funcționării motoarelor asincrone în regim tranzitoriu. Studiu ICPE, 1973. Faza — model matematic și program de calcul.

[16] *Nedelcu, V.* Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ. București, Editura tehnică, 1968, p. 360.

[17] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Teorie. Proiectare. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.

[18] *Nicolau, E.* Metode variaționale și tensoriale în electricitate. București, Editura tehnică, 1956.

[19] *Nicolescu, E.* Comportarea mașinilor asincrone trifazate la variația turației prin variația frecvenței tensiunii de alimentare. În Electrotehnica **20**, nr. 1, 1972, p. 3—9.

[20] *Oprișor, M. S.* Studiu privind posibilitățile de utilizare ale motoarelor asincrone cu dublă alimentare în acționările electrice. Teză de doctorat, I. P. Iași, 1974.

[21] *Pascu, V., Iacob, D.* O metodă modernă de ridicare a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone trifazate. Comunicări I.C.P.E.

[22] *Pasqualini, C.* Calcul des caractéristiques de fonctionnement d'un moteur asynchrone alimenté par convertisseur. In Revue Jeumont-Schneider, nr. 11, 1971, p. 34—36.

[23] *Petrov, I. P.* Comanda optimă a acționărilor electrice. GEI, Moscova, 1961.

[24] *Popovici, A., Popescu, Al., Teodoru, E.* Asupra unor posibilități de reglare a vitezei motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit. În Buletinul I. P. Iași, **Tom XVII** (XXI), fasciculele 3 — 4, 1971, p. 91—98.

[25] *Răduți, C.* Motoare asincrone fără colector cu viteză variabilă. În: Electrotehnica, 16, 1968, nr. 7, p. 261—270.

[26] *Richter, R.* Mașini electrice, **Vol. IV.** Mașini asincrone. Editura Tehnică, București, 1960.

[27] *Sandler, A. S., Guseatkii, I. M.* Tiristornie invertori sirotno-impulsnoi modulații, dlia upravlenia asinhronîmi dvigateliami. Izd. Energhia, Moskva, 1968.

[28] *Sandler, A. S.* Regulirovanie skorosti vrașcenia asinhronih dvigatelei. Izd. Energhia, Moskva-Leningrad, 1966.

[29] *Vesenevski, S. N.* Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice. București, Editura tehnică, 1969.

[30] *Weinrich, G.* Studiul și perspectivele realizărilor în domeniul instalațiilor reglabile pentru acționări electrice și echipamente electroenergetice. A II-a Conferință a electricienilor, București, 1969.

[31] *Weinrich, G.* Aspecte ale proiectării acționărilor electrice reglate cu sisteme unificate. În: Automatica și Electronica, **11**, nr. 4, 1967, p. 139—149.

[32] * * * Norme generale pentru planificarea, evidența și calcularea prețului de cost al producției industriale 1974.
[33] * * * Analiza valorii. Broșură editată de Academia Ștefan Gheorghiu, 1979.
[34] * * * Hotărirea nr. 54 din 29.09.1978 a Consiliului de coordonare privind unificarea, tipizare și specializarea producției de echipamente de comandă și protecție pentru motoare asincrone de joasă tensiune cu puteri pînă la 200 kW.
[35] * * * Cataloage de motoare asincrone, AEG, —1972 Siemens—1971/1972, ASEA—1967 și 1970, Leroy — —1966, UNELEC— catalog nr. 119, CEM, Brown-Boveri, Demag, ACEC, VEM.

CZ 621.318.3 : 538.244.2 : 538.26

ELECTROMAGNET DE C.C.
SCHEMA MAGNETICĂ
ECHIVALENTĂ
REGIM DINAMIC

Schemă magnetică echivalentă serie pentru electromagneții de curent continuu

GHEORGHE HORTOPAN, SMARANDA NIȚU* — BUCUREȘTI

Datorită construcției relativ simple și fiabilității ridicate, electromagneții sînt tot mai mult folosiți ca dispozitive de comandă pentru instalații automatizate și aparatură complexă [1]. Din această cauză devine insuficientă caracterizarea performanțelor unui electromagnet prin forța maximă dezvoltată la întrefier minim și cursă. Pentru utilizarea corectă și economică a electromagnetului este necesar să se cunoască, încă din faza de proiectare, comportarea sa în regim tranzitoriu. După determinarea parametrilor dinamici, se poate modifica schema de conectare sau construcția electromagnetului, pentru a varia, în sensul dorit, regimul dinamic.

1. Schema magnetică echivalentă serie

Toate metodele de calcul pentru regimul dinamic al electromagnetului de curent continuu presupun cunoscută variația fluxului total înlănțuit ψ_t, funcție de curentul i (sau solenația Ni), necesară rezolvării ecuației electrice care descrie fenomenul:

$$U = R\,i(t) + \frac{\delta\,\psi_t(t)}{dt}. \qquad (1)$$

Deoarece sistemele magnetice sînt cel mai adesea neliniare, curba $\psi_t = f(i)$ nu se poate determina analitic, ci rezultă în urma unui calcul iterativ, executat pe bază unei scheme magnetice echivalente a circuitului magnetic. Schema magnetică echivalentă trebuie să modeleze cît mai fidel variația reală a fluxului în miezul magnetic, în sensul considerării fluxului de dispersie transversal și în același timp, să nu ducă la un program de calcul foarte laborios, cu consum mare de timp pentru analist și calculator. Avînd în vedere realizarea acestor deziderate se consideră circuitul magnetic cu secțiune constantă, A_{Fe}, din figura 1. Pentru a simplifica desenul, bobinajul, care este repartizat

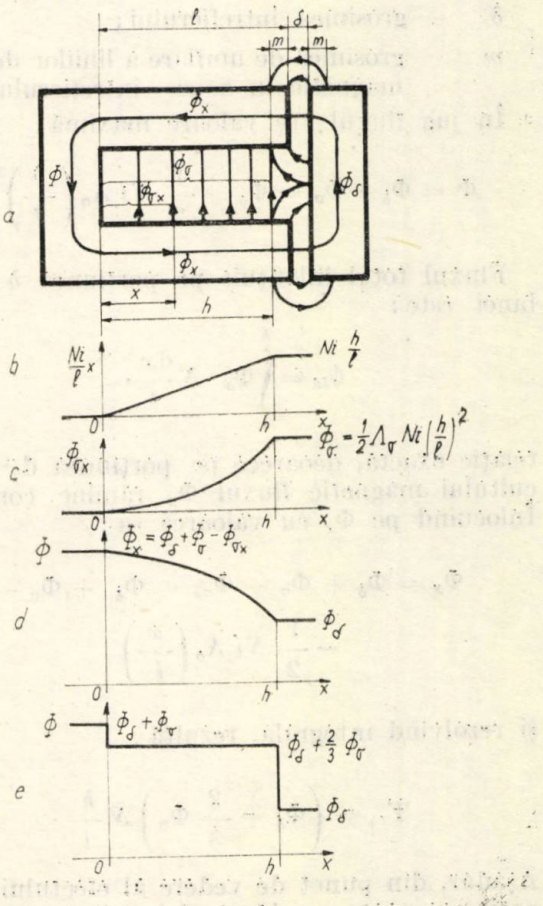


Fig. 1. Relativ la circuitul magnetic: a — aprecierea traseului fluxurilor magnetice; b — variația solenației în lungul unei coloane; c — variația fluxului de dispersie transversal; d — variația fluxului din aria secțiunii transversale a coloanei; e — variația în trepte a fluxului magnetic în coloană cu conservarea tensiunii magnetice [2].

* Prof. dr. doc. *Gh.* ing. *Hortopan* și ing. *S. Nițu* — Institutul politehnic-București.

uniform pe lungimea l, cite $N/2$ spire pe fiecare coloană, nu a mai fost reprezentat. Se cunoaşte [2] expresia fluxului de dispersie între coloane (fig. 1c):

$$\Phi_\tau = \int_0^h \mathrm{d}\Phi_{\tau x} = \int_0^h Ni\frac{x}{l}\cdot\Lambda\frac{\mathrm{d}x}{l} = \frac{1}{2}Ni\,\Lambda_\tau\left(\frac{h}{l}\right)^2, \quad (2)$$

cu notaţiile:

Φ — fluxul magnetic în jugul electromagnetului;

Φ_x — fluxul magnetic în coloane, la distanţa x de jug;

Φ_δ — fluxul din zona întrefierului cu umflări şi din armătura mobilă;

Φh_σ — fluxul de dispersie transversal (pe lungimea h);

$\Phi_{\sigma x}$ — fluxul de dispersie pînă la cota x;

l — lungimea coloanei;

h — lungimea de închidere a fluxului transversal;

δ — grosimea întrefierului;

m — grosimea de umflare a liniilor de cîmp magnetic în zona întrefierului.

În jug fluxul are valoare maximă:

$$\Phi = \Phi_\delta + \Phi_\sigma = \Phi_\delta + \frac{1}{2}Ni\,\Lambda_\sigma\left(\frac{h}{l}\right)^2. \quad (3)$$

Fluxul total înlănţuit pe porţiunea h a bobinei este:

$$\psi_{th} = \int_0^h \Phi_x \cdot N\frac{\mathrm{d}x}{l}, \quad (4)$$

relaţie exactă, deoarece pe porţiunea $\mathrm{d}x$ a circuitului magnetic fluxul Φ_x rămîne constant. Înlocuind pe Φ_x cu valoarea sa:

$$\Phi_x = \Phi_\delta + \Phi_\sigma - \Phi_{\sigma x} = \Phi_\delta + \Phi_\sigma - \frac{1}{2}Ni\,\Lambda_\sigma\left(\frac{x}{l}\right)^2 \quad (5)$$

şi rezolvind integrala, rezultă:

$$\Psi_{th} = \left(\Phi_\delta + \frac{2}{3}\Phi_\sigma\right)N\frac{h}{l}. \quad (6)$$

Aşadar, din punct de vedere al efectului magnetic, se poate considera că lungimea h din coloană este parcursă de un flux constant:

$$\Phi_c = \Phi_\delta + \frac{2}{3}\Phi_\sigma = \Phi_\delta + \frac{1}{3}Ni\,\Lambda_\sigma\left(\frac{h}{l}\right)^2. \quad (7)$$

Acceptînd această ipoteză simplificatoare, alura reală a fluxului (fig. 1d) este aproximată cu variaţia în trepte din figura 1 e şi, corespunzător, spectrul real al cîmpului (fig. 1 a) cul cel simplificat din figura 2 a; urmărind traseu

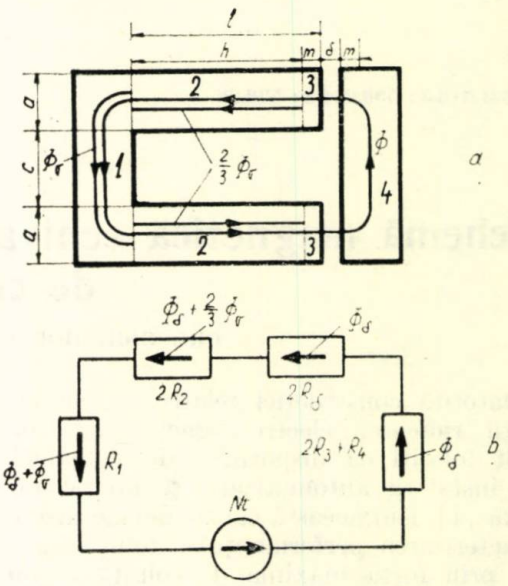


Fig. 2. Traseul simplificat al fluxului în miezul magnetic (a) şi schema echivalentă serie corespunzătoare (b).

simplificat al fluxului în miezul magnetic se întocmeşte schema echivalentă serie din figura 2 b. Această schemă permite un calcul rapid al dependenţei între flux şi curent la diverse valori ale întrefierului δ, cu luarea în considerare a căderii de tensiune magnetică în fier [2].

2. Calculul dependenţei flux-curent

În ecuaţia (1) intervine fluxul total înlănţuit, mărime ce nu poate fi măsurată şi nici calculată exact. În literatura de specialitate se admite existenţa unui flux mediu, fără a se preciza cum se calculează sau se măsoară, cu ajutorul căruia se explicitează ψ_t, astfel:

$$\psi_t = N\,\Phi_m. \quad (8)$$

Adoptăm această relaţie, deoarece uşurează calculul ulterior al regimului dinamic; pentru Φ_m, care este o mărime convenţională, ce nu există ca atare într-un electromagnet, propunem un mod de calcul relativ simplu, pornind de la fluxul Φ_δ în întrefier (mărime măsurabilă) şi luînd în considerare reluctanţa fierului. Metoda se va explica pentru electromagnetul din figura 1 a, dar este aplicabilă la orice circuit magnetic pentru care s-a stabilit traseul simplificat al fluxului şi schema magnetică echivalentă serie.

Pentru electromagnetul studiat, conform figurii 2 a se poate aprecia fluxul total înlănțuit* :

$$\psi_t = \left(\Phi_\delta + \frac{2}{3}\Phi_\sigma\right) N \frac{h}{l} + \Phi_\delta N \frac{m}{l},$$

sau :

$$\psi_t = N\left(\Phi_\delta + \frac{2}{3}\Phi_\sigma \frac{h}{l}\right) =$$

$$= N\left[\Phi_\delta + \frac{1}{3} Ni \Lambda_\sigma \left(\frac{h}{l}\right)^3\right]. \qquad (9)$$

Comparînd relațiile (8) și (9), rezultă fluxul mediu folosit în calculele regimului dinamic :

$$\Phi_m = \Phi_\delta + \frac{1}{3} Ni \Lambda_\sigma \left(\frac{h}{l}\right)^3. \qquad (10)$$

Pentru a putea folosi această ecuație și trasa curba $\Phi_m = f(i)$, trebuie calculată solenația (respectiv curentul) care determină un anumit flux în întrefier (impus sau măsurat). Pentru circuitul din figura 2 b se poate scrie :

$$Ni = (2R_3 + R_4 + 2R_\delta)\Phi_\delta +$$

$$+ 2R_2\left(\Phi_\delta + \frac{2}{3}\Phi_\sigma\right) + R_1(\Phi_\delta + \Phi_\sigma), \qquad (11')$$

unde :

$$R_i \ (i = 1 \ldots 4),$$

sînt reluctanțele porțiunilor de circuit magnetic notate cu i în figura 2 a, iar R_δ este reluctanța întrefierului pe un pol. Ținînd seama de (2), ecuația (11′) devine :

$$Ni = (R_1 + 2R_2 + 2R_3 + R_4 + 2R_\delta)\Phi_\delta +$$

$$+ Ni \Lambda_\sigma \left(\frac{h}{l}\right)^2 \left(\frac{2}{3} R_2 + \frac{1}{2} R_1\right). \qquad (11)$$

Rezultă :

$$i = \frac{\Phi_\delta}{N} \cdot \frac{R_1 + 2R_2 + 2R_3 + R_4 + 2R_\delta}{1 - \Lambda_\sigma \left(\frac{h}{l}\right)^2 \left(\frac{2}{3} R_2 + \frac{1}{2} R_1\right)}. \qquad (12)$$

Cu relațiile (2), (3), (7), (10), (12) se pot trasa curbele $\Phi_\delta = f_1(i)$ și $\Phi_m = f_2(i)$ cu δ sau x (deplasarea armăturii mobile) ca parametru, printr-un calcul iterativ, a cărui schemă logică este dată în figura 3. Se pornește, pentru o poziție determinată, de la o valoare impusă Φ_δ și se consideră, în primă aproximație, că $\Phi_\sigma = 0$. Se calculează reluctanțele circuitului, curentul necesar pentru producerea fluxului Φ_δ cu (12) și fluxul de dispersie cu (2). Cu acestea, se poate determina fluxul prin fiecare porțiune de circuit și se recalculează reluctanțele, repetînd operațiunea pînă la obținerea preciziei

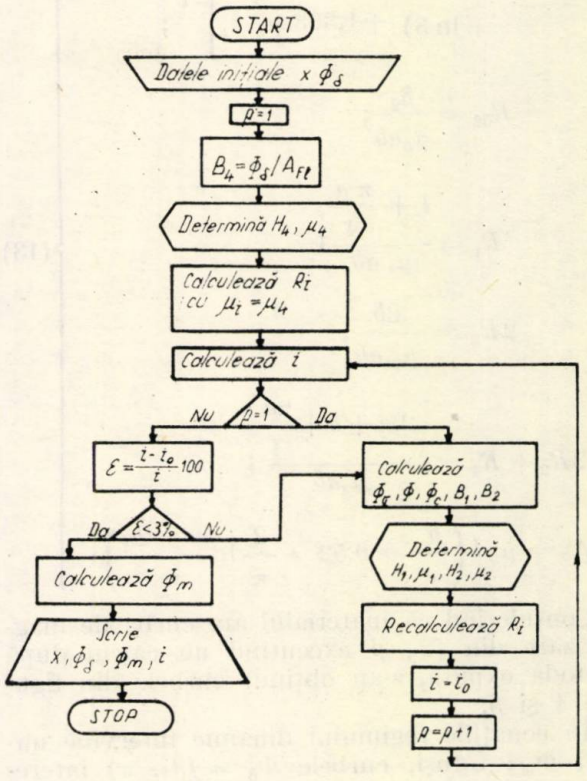


Fig. 3. Organigrama metodei iterative de calcul a dependenței flux-curent.

impuse. Cu valoarea finală a curentului se calculează Φ_m din (10). Mărimea p contorizează iterațiile executate.

3. Rezultate și concluzii

S-au trasat curbele $\Phi_\delta = f_1(i,x)$ și $\Phi_m = f_2(i, x)$ pentru un electromagnet similar cu cel studiat și care îndeplinește rolul de declanșator pentru acționarea de la distanță a unui întreruptor limitator de curent continuu. Dimensiunile circuitului magnetic sînt următoarele (conform notațiilor din fig. 2 a) :

$A_{Fe} = a \times b = 15 \times 35$ mm²;

$c = 22$ mm;

$l = 50$ mm;

Bobina are $N = 2\,200$ spire.

Declanșatorul are armătura mobilă cu mișcare de rotație în jurul unei articulații plasate pe axa de simetrie a unei coloane ceea ce determină un întrefier mediu variabil : $\delta_1 = 1 \ldots 7$ mm, unul fix : $\delta_2 = 1$ mm și se consideră

* Aprecierea lungimilor h și m este prezentată în primă aproximație.

$m = \delta_1$. Pentru această configurație se calculează :

$$\left.\begin{aligned} R_{\delta 1} &= \left[\mu_0 \frac{ab}{\delta_1} + \mu_0 (2a + 3b)(0{,}26 + \right. \\ &\quad \left. + \ln 3) + 1{,}308\, \mu_0\, \delta_1\right]^{-1}; \\ R_{\delta 2} &= \frac{\delta_2}{\mu_0 ab}; \\ R_1 &= \frac{l + \frac{\pi a}{4}}{\mu_1 ab}; \\ 2R_2 &= \frac{2b}{\mu_2 ab}; \\ 2R_3 + R_4 &= \frac{2m + c + \frac{\pi a}{4}}{\mu_4 ab}; \\ \Lambda_\sigma &= \mu_0 l \left(\frac{b}{c} + 0{,}52 + \frac{2}{\pi} \ln \frac{c + 2a}{c}\right). \end{aligned}\right\} \quad (13)$$

Considerînd că materialul are curba de magnetizare din [2] și executînd un calcul după metoda expusă, s-au obținut curbele din figurile 4 și 5.

În ecuațiile regimului dinamic intervine numai Φ_m; totuși, curbele $\Phi_\delta = f_1(i, x)$ interesează, deoarece Φ_δ putînd fi măsurat, oferă posibilitatea verificării justeții modelului propus. Deși Φ_m este o mărime convențională, familia de curbe $\Phi_m = f_2(i, x)$ permite calculul inductivității electromagnetului și a derivatei (care intervine în expresia forței electromagnetice) simplu, din relația de definiție.

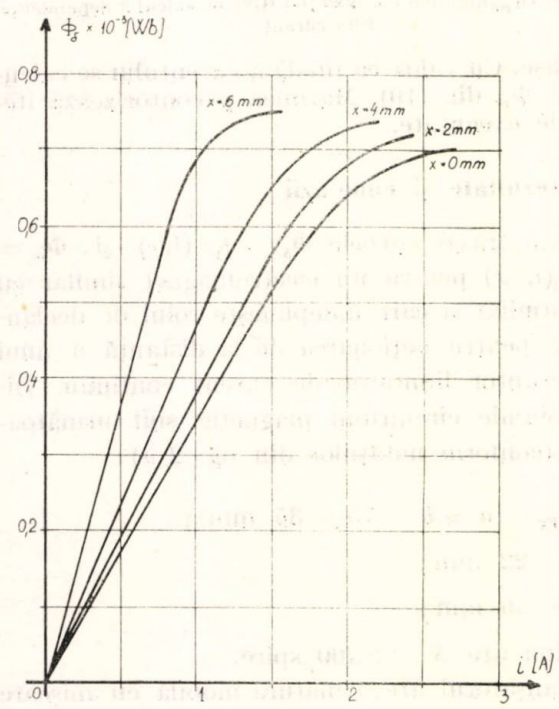


Fig. 4. Variația fluxului în întrefier $\Phi\delta = f_1(i, x)$.

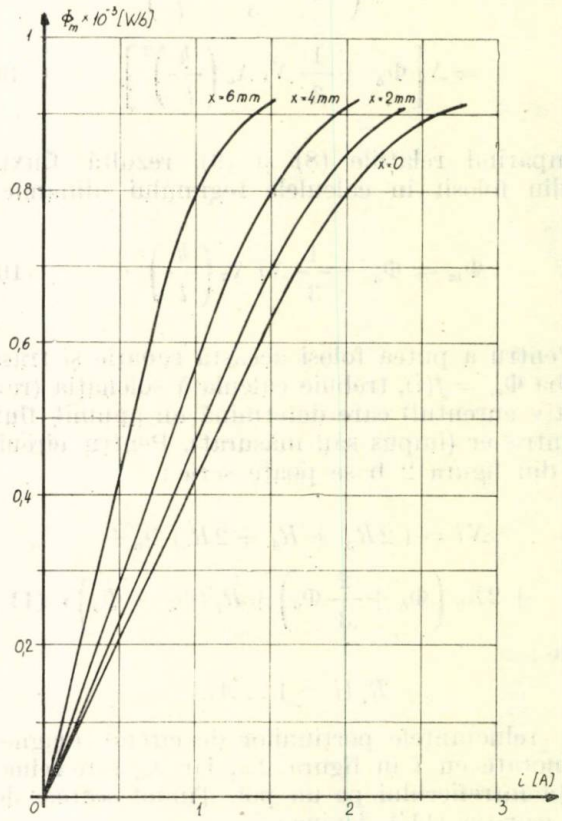


Fig. 5. Variația fluxului mediu $\Phi_m = f_2(i, x)$.

Modul de determinare a dependenței flux—curent prezentat nu ține seama de existența curenților turbionari și de pătrunderea cîmpului magnetic în miezul de fier. Factorii de corecție se pot stabili comparînd rezultatele teoretice și experimentale, atît pentru curbele $\Phi_\delta = f_1(i, x)$, cît și pentru variația curentului și cursei în regim tranzitoriu.

Bibliografie

[1] *Nooss, W.* An Messwerte anpassbares Computermodell für Electromagnete. In: Siemens Forschungs — und Entwicklungsberichte. **Bd. 13.** nr. 1, 1984, p. 33—37.

[2] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice — Ediția a patra. Editura didactică și pedagogică, București, 1984.

[3] *Roters, H.* Electromagnetic Devices, New York, John Wiley & Sons, Inc. London 1963.

CZ 621.3.084 :678.7

IZOLAȚII FLEXIBILE
POLIMERI

Noi tipuri de polimeri folosiți în fabricația de izolații flexibile

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

Nici o lucrare publicată pînă în prezent nu a definit și nici nu a prezentat principalele tipuri de izolații flexibile fabricate în prezent în țara noastră. În cele ce urmează, se va prezenta, mai întîi cîteva noțiuni generale despre izolațiile flexibile. În general, prin izolații flexibile se înțeleg materialele izolante ce conțin ca strat izolant o peliculă polimeră și ca suport un material de natură fibroasă sau textilă; uneori însă sub formă de tub țesut, cu sau fără suport textil. Pentru o izolație flexibilă se cere ca pelicula polimeră să aibă o flexibilitate ridicată, combinată, cu bune proprietăți mecanice și electrice, atît în condiții normale de temperatură, cît și în medii umede și chimice. De asemenea izolația flexibilă nu trebuie să-și reducă sub 50% din valoarea sa inițială, valoarea tensiunii de străpungere și a rezistenței la tracțiune, după îndoirea la 180°, și apăsarea cu un cilindru cu Ø = 50 mm și cu o greutate de 2 000 g. Această condiție este cerută tuturor izolațiilor flexibile sub formă de benzi, foi sau de tuburi flexibile cu sau fără suport, folosite la izolarea de bobine dreptunghiulare cu muchii drepte, capete de bobine etc.

În țară, la Întreprinderea de cabluri și materiale electroizolante — ICME-București se fabrică următoarele tipuri de izolații flexibile:

1. Izolații flexibile cu lacuri conform documentației URSS. Dintre acestea se menționează următoarele tipuri de izolații flexibile:

— benzi și țesături de mătase naturală și vegetală acoperite cu lacuri uleioase, cu o grosime de 0,10 mm, 0,15 mm, 0,20 mm, și 0,25 mm pentru clasa A de izolație termică (105°). Aceste produse corespund NTR 166—63 și se fabrică sub denumirea de „Mătase naturală lăcuită, tip MNL" și de „Mătase vegetală lăcuită, tip MVL". Aceste produse posedă o înaltă flexibilitate, obținută prin folosirea de țesături lăcuite, tăiate în diagonală.

Cu același tip de lac de acoperire se fabrică în prezent izolații flexibile sub formă de tub, conform STAS 9297—73, sub denumirea de, „Tub izolant tip TL" pentru clasa A de izolație termică (105°).

Aceste tuburi izolante sînt similare tuburilor cunoscute în literatură sub denumirea de „tuburi linoxinice".

2. Izolații flexibile obținute în perioada 1960—1975, conform lucrărilor de cercetare ICME-București:

— țesături din fire poliesterice acoperite cu lacuri uleioase pentru clasa A de izolație termică (105°). Produsele se fabrică conform NTR 106—76 și înlocuiesc, parțial, produsele pe bază de mătase naturală și vegetală, prezentate mai înainte;

— țesături și benzi din fire poliesterice acoperite cu lacuri poliesterice, tip TTP, pentru clasa E de izolație termică (120°). Produsele se fabrică conform denumirii „țesături și benzi poliesterice lăcuite tip TTP", conform NTR 2274—67;

— țesătură și benzi de sticlă acoperite cu elastomeri siliconici, pentru clasa de izolație termică H (180°). Produsele se fabrică sub denumirea de „Țesături impregnate din fire de sticlă tip SCSi" și corespund NTR 1324—63;

— tuburi de sticlă acoperite cu lacuri organice, tip SLO, conform NTR 2269—67, pentru clasa B de izolație termică (130°);

— tuburi de sticlă acoperite cu elastomeri siliconici, tip SCSi pentru clasa de izolație termică H (180°), fabricate conform NTR 1350—63.

3. Lucrări de cercetare pentru obținerea de noi tipuri de izolații flexibile pentru clasa de izolație F (155°)

Dezvoltarea impetuoasă a industriei noastre electrotehnice a impus realizarea de noi tipuri de izolații flexibile, pentru clasa F, care să aibă o înaltă flexibilitate combinată, cu bune proprietăți mecanice, termice și electrice. Pentru obținerea unor asemenea produse în lucrările de specialitate nu s-au găsit date de literatură privind sinteza unor polimeri corespunzători scopului urmărit. Aceste considerente teoretice au făcut ca autorul să-și propună obținerea unor polimeri cu o structură pe cît posibil liniară. Pentru sinteza unor astfel de polimeri s-au folosit următoarele substanțe monomere cu grupe alcoolice sau acide:

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electrotehnică — ICPE — București.

I. Acizi organici, monocarboxilici sau dicarboxilici saturaţi sau nesaturaţi: monoacizi alifatici cu formula generală:

CnH2n + 1COOH (formula 1);

în care: n = 11...17. Pentru exemplificare se citează acidul lauric, în care n = 11, şi acidul stearic, n = 17;

— diacizi alifatici cu formula generală:

HOOC—(CH2)n—COOH (formula 2);

în care: n = 2, 3, 4 etc. Pentru exemplificare se menţionează acidul adipic, în care n = 4;

— diacizi aromatici sau esterii lor metilici, cu formula lor generală:

ROOC—C6H4—COOR (formula 3);

în care: R = H, CH3 etc. Pentru exemplificare se menţionează acidul izoftalic, în care R = H şi poziţia grupărilor carboxilice 1, 3, şi dimetil tereftalatul, în care R = CH3 şi poziţia grupărilor 1, 4.

II. Polioli alifatici sau eterii lor:

— dioli alifatici cu formula generală:

HO—(CH2)n—OH (formula 4);

în care n = 2, 3, 4 etc. Pentru exemplificare se menţionează monoetilenglicolul, în care n = 2, propandiol 1, 3 n = 3, butandiol 1, 4, n = 4;

— metildioli cu formula generală:

HO—(CH2)n—OH—R (formula 5),

în care R = CH3, şi n = 3. Pentru exemplificare se menţionează butandiol 1, 3, în care n = 3, şi CH3, poziţia 4;

— polietilenglicooli cu formula generală:

HO—(CH2)n—O—(CH2) m—OH (formula 6),

în care m = n sau $m \neq n$.

Pentru exemplificare se menţionează poliglicooli 600, 800, 1 500 şi 5 000,

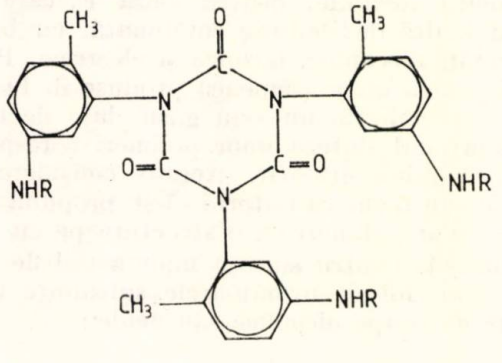
— trioli alifatici cu formula generală:

RCH2—CHR—CH2R (formula 7),

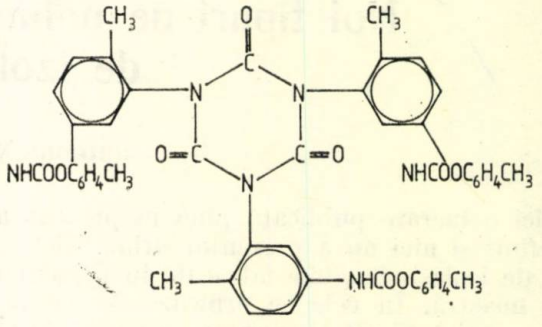
în care R = OH, — CH2OH etc. Pentru exemplificare se menţionează glicerina, R = —OH, trimetilolpropanul, R = CH2OH etc.

III. Agenţi pentru reticularea poliesterului obţinut prin reacţia monomerilor menţionaţi la punctul I şi II:

— produse izocianice trimerizate şi blocate cu alchilfenoli [1], formula 8:



Pentru exemplificare se menţionează: toluilen, 2 dizocianatul-4-tolil carbonatul, cu formula generală 9:



în care: R = COOC6H4—CH3.

Sinteza polimerilor poliesterici de clasă F. Sinteza polimerilor indiferent de raportul molar dintre componenţi s-a făcut pe o instalaţie pilot, la ICME-Bucureşti, în cursul anilor 1973/1975. Instalaţia a fost prevăzută cu următoarele: vas de reacţie cu o capacitate de 25 l condensator, vase florentine, antisublimator, panou pentru reglarea şi controlul temperaturii, pompă de vid etc. Condensarea polimerilor s-a făcut în două faze. În ambele faze de reacţie ridicarea temperaturii s-a făcut de la 125...210°, cu 10°/oră. La atingerea temperaturii de 210°, în faza finală s-a mai menţinut la această temperatură, sub un vid de 350... ...450 mm Hg, pînă ce s-a atins un indice de aciditate de max 15 mg KOH/g poliester. Apoi poliesterul obţinut a fost dizolvat într-un amestec de metilglicolacetat şi acetat de butil la un raport de 1 : 1 p.

Proporţia dintre monomerii utilizaţi în reţetele de polimeri, pe reţete, este prezentată în tabelul 1.

Poliesterul obţinut în condiţiile enunţate mai înainte s-a folosit la prepararea de lacuri de acoperire în scopul alegerii soluţiei cu cea mai mare flexibilitate şi cele mai bune caracteristici fizico-mecanice şi electrice la temperatura camerii şi la temperatura de 200°C.

Pentru obţinerea lacurilor de acoperire s-au folosit poliesteri preparaţi în condiţiile menţionate mai înainte, şi notaţi conform reţetelor de preparare cu R1, R2...R10. Poliesterii s-au dizolvat într-un amestec de solvenţi compus din acetat de metilglicol şi acetat de butil în proporţie de 1 : 1 p. Ca agent de cataliză, sau catalizator, a fost folosit naftenatul de plumb, soluţie 50%, xilen. Ca agent de reacţie pentru poliester s-a folosit un diizocianat trimerizat şi blocat cu crezol, cu o formulă chimică similară celei prezentate în lucrarea [1]. Acesta a fost în prealabil dizolvat într-un amestec de solvenţi compus din acetat de metilglicol şi acetat de butil în proporţie de 1 : 1 p. Raportul dintre componenta izocianică şi cea poliesterică a fost stabilit, practic, în funcţie de indicele de hidroxil al polieste-

Tabelul 1

Raportul dintre componenții monomeri utilizați în rețetele de polimeri poliesterici, pe rețete

Nr. crt.	Denumirea substanței monomere utilizate	Poliesteri									
		R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10
1	Monoetilenglicol	1*	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	Butandiol, 1,3	1,02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3	Glicerină tehnică	1,19	0,24	—	—	—	—	—	—	—	—
3	Dietilenglicol	—	1,08	—	1,07	—	1,08	1,08	0,7	0,64	1,3
4	Trietilenglicol	—	—	1,15	—	1,35	—	—	—	—	—
5	Polietilenglicol	—	—	—	—	—	—	0,18	—	0,9	0,1
6	Acid lauric	1,56	1,51	—	—	—	—	—	—	—	—
7	Dimetiltereftalat	1,23	1,21	1,4	1,4	1,37	1,39	1,39	1,4	1,55	1,27
8	Acid adipic	2,44	1,51	1,38	1,6	1,71	1,82	1,82	2,6	2,68	2,33

Explicații: R1, R2 ....R 10 — rețete de poliesteri experimentate. * Valorile din tabel reprezintă proporția dintre componenții de reacție, în greutate, luîndu-se ca material monomer de comparație monoetilen-glicolul.

rului preparat. Practic, această proporție a fost de 30...33% componentă izocianică și 67...70% componentă poliesterică.

S-au obținut astfel lacurile de acoperire pentru izolații flexibile, notate în prezenta lucrare cu: LR1, LR2 ..., LR10. Soluțiile de lacuri astfel preparate au avut următoarele caracteristici principale:

— viscozitatea soluției, cupa Φ = 4 mm ... ...13...15 s;

— conținutul în substanțe nevolatile la temperatura de 150° C ...33±2%;

— timp de uscare pe țesătură de sticlă, cu o grosime de 0,06 mm ... 10...20 minute.

În scopul alegerii rețetelor cu cea mai bună flexibilitate s-au executat probe de țesătură lăcuită. Pentru lăcuire s-a folosit țesătură de sticlă cu o grosime de 0,06 mm, tăiată la 300 × ×300 mm, cu următoarele caracteristici principale:

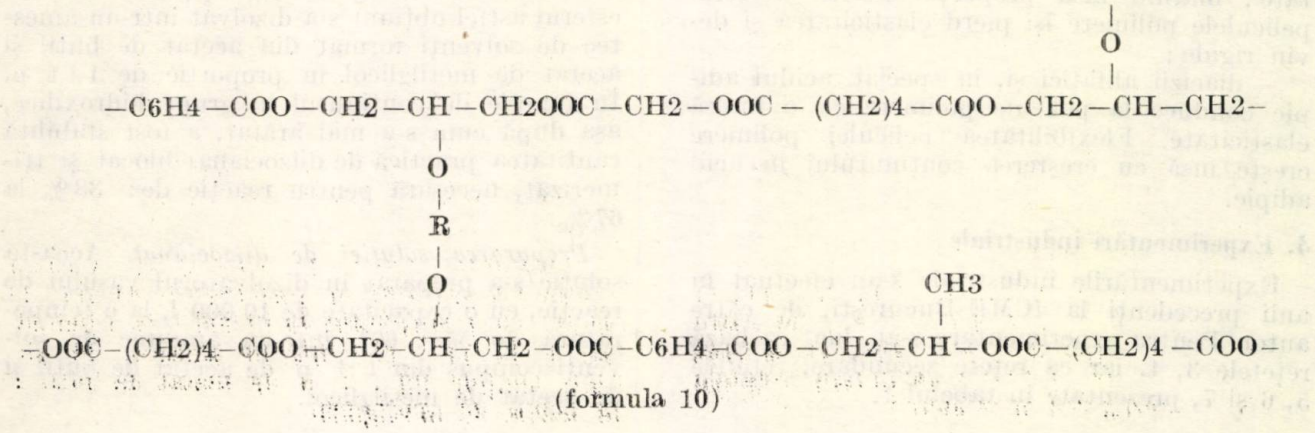
— număr de fire, N:
— longitudinal .....24 N/cm²;
— transversal .....15 N/cm²;
— rezistența la tracțiune, kgf/cm:
— longitudinal .....17,3 kgf/cm
— transversal ..... 10,8 kgf/cm.

Bucățelele lăcuite s-au lăsat la temperatura camerei timp de 15...20 min și apoi s-au uscat timp de 10...25 minute la temperatura de 150°C (timp considerat din momentul atingerii temperaturii). S-a repetat operația de lăcuire și uscare de trei ori cînd s-a obținut o grosime a țesături lăcuite de 0,13 mm. Țesăturile de sticlă lăcuită, astfel obținute, notate LR1, LR2 ...LR10, au fost supuse la încercarea de flexibilitate a peliculei polimere, atît în condiții normale, cît și după îndoire la 180° și apăsare cu un cilindru cu Ø = 50 mm și G = 2 000 g. Încercarea de flexibilitate a peliculei polimere a fost făcută atît în condiții normale, cît și după menținere la temperatura de 200°. În tabelul 2 sînt prezentate principalele proprietăți ale țesăturilor de sticlă determinate în condiții normale, cît și după expunerea la temperatura de 200°. Condiționarea țesăturilor lăcuite s-a făcut într-o etuvă ventilată, iar încercările s-au făcut după 72 ore.

Din tabelul 2 se desprind următoarele:

— polimerii ce conțin drept componentă de reacție glicerina conduc la pelicule polimere cu o slabă comportare la temperatură, explicabil prin faptul că formează legături în rețea tridimensională. Aceste legături sînt însă destul de rare, fapt explicabil prin buna comportare a polimerului la temperatura camerei.

Formula 10 reprezintă un fragment dintr-un poliester ce conține în macromolecula sa molecule de glicerină:



(formula 10)

Tabelul 2

Proprietăţile polimerilor obţinuţi la diferite proporţii de condensare dintre monomeri

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Lacuri obţinute cu poliesteri:									
		LR1	LR2	LR3	LR4	LR5	LR6	L 7	LR8	LR9	LR 1
	I. În condiţii normale:										
1	Grosimea izolaţiei, mm	0,13	0,13	0,13	10,13	01,3	0,13	0,13	0,1	0,13	0,13
2	Tensiunea de străpungere, kV:										
	— în condiţii normale	12,1	12,3	12,2	12,5	12,3	12,3	12,5	12,3	12,3	11,3
	— în stare îndoită *	4,5	4,9	6,1	8,3	7,1	7,0	6,9	5,9	0,87	0,3
3	Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm:										
	— în condiţii normale	10,3	10,8	12,3	12,7	23,4	27,5	19,6	10,7	8,1	6,8
	— după îndoire *	8,7	8,6	9,8	10,9	11,1	12,7	13,5	9,6	6,3	5,3
4	Alungirea la rupere, %:										
	— în condiţii normale	6,5	7,3	8,3	11,6	11,7	13,1	37,6	8,6	8,3	5,1
	— după îndoire *	4,3	5,6	7,8	9,3	9,8	10,3	30,1	7,5	6,1	3,4
	II. La temperatura de 200° **										
5	Tensiunea de străpungere, kV:										
	— după menţinere 72 ore	9,9	10,3	13,5	13,2	11,5	14	15,1	6,3	9,8	5,7
	— după îndoire ***	0,3	1,1	5,3	6,5	5,5	6	7,3	3,3	1,5	0,7
6	Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm:										
	— după menţinere 72 ore	13,4	15,1	14,5	15,8	17,5	23,7	23,4	16,8	10,5	9,8
	— după îndoire ***	1,3	6,7	7,3	8,6	11,8	15,3	22,1	11,6	3,1	2,1
7	Alungirea la rupere, %:										
	— după menţinere 72 ore	4,5	5,1	6,5	9,6	9,8	9,9	11,3	9,6	6,5	5,3

LR1, LR2 ... LR10 — reţete de lacuri de acoperire.
* După îndoire la 180 grade şi apăsare cu un cilindru cu Ø = 50 mm şi G = 2 000 g.
** după menţinere la temperatura de 200°, determinare la temperatura ambiantă.
*** similar

— polimerii care conţin drept componentă de reacţie acizi graşi saturaţi, ca de exemplu acidul lauric, conduc la pelicule polimere, care după îndoire la 180°, lasă urme albe de natură ceroasă, şi care la un conţinut maxim, dau pelicule rigide;

— poliglicolii sau polietileglicolii, în proporţie mică conduc, în final, la pelicule antistatice. Mărind însă proporţia de polimer, flexibilitatea peliculei scade, iar produsul finit are tendinţă de lipire. După menţinere timp de 72 ore flexibilitatea scade cu creşterea conţinutului în poliglicoli;

— dietilenglicolul şi trietilenglicolul în proporţie bine definită conferă produsului finit o înaltă flexibilitate;

— diacizii aromatici sau esterii lor, conduc în final la pelicule polimere cu o înaltă elasticitate; mărind însă proporţia dintre acestea, peliculele polimere îşi pierd elasticitatea şi devin rigide;

— diacizii alifatici şi, în special, acidul adipic conduce la pelicule polimere cu o înaltă elasticitate. Flexibilitatea peliculei polimere creşte însă cu creşterea conţinutului în acid adipic.

4. Experimentări industriale

Experimentările industriale s-au efectuat în anii precedenţi la ICME-Bucureşti, de către autor. Pentru experimentare s-au luat ca bază reţetele 3, 4, iar ca reţete secundare, reţetele 5, 6 şi 7, prezentate în tabelul 1.

S-au experimentat şarje industriale practic similare reţetelor 3 şi 4, diferenţa între ele fiind dată de folosirea poliglicoolilor ca agent antistatic. Conducerea reacţiei fiind similară cu cea prezentată în lucrarea [2]. În cele ce urmează se descrie, pe scurt, tehnologia de obţinere a izolaţiei flexibile de clasa F (155°). Aceasta comportă următoarele operaţii tehnologice principale:

Sinteza poliesterului s-a făcut pe o instalaţie de înaltă temperatură tip CANZLER HT—3000, în condiţii similare celor prezentate în partea de experimentări, la punctul 3, al prezentei lucrări. Alte date privind sinteza polimerului, reacţiile chimice posibile pe faze de reacţie vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica în viitor. Poliestrul s-a menţinut la condensare pînă ce s-a obţinut un indice de aciditate de 5...10 mg KOH/g de poliester. Poliesterul astfel obţinut s-a dizolvat într-un amestec de solvenţi format din acetat de butil şi acetat de metilglicol în proporţie de 1 : 1 p. În funcţie de conţinutul în grupe hidroxilice, aşa după cum s-a mai arătat, a fost stabilită cantitatea practică de diizocianat blocat şi trimerizat, necesară pentru reacţie de: 33% la 67%.

Prepararea soluţiei de diizocianat. Această soluţie s-a preparat în dizolvatorul vasului de reacţie, cu o capacitate de 10 000 l, la o temperatură de 55...60°, într-un amestec de solvenţi compus din 1 :1 p de acetat de butil şi de acetat de metilglicol.

Obținerea lacului de acoperire. La soluția de diizocianat, preparată conform celor arătate mai înainte, s-a adăugat soluția de diizocianat, și s-a diluat în continuare lacul obținut cu un amestec de solvenți similar celui folosit la diluarea poliesterului, pentru a se obține o viscozitate de 13...14 s. Lacul de acoperire astfel obținut a avut următoarele caracteristici principale :

— viscozitatea cupa Ø = 4 mm ...13,5 s ;
— conținut în substanțe nevolatile ...33,2 % ;
— timp de uscare la temperatura de 130° ..... 10 min.

Un lac cu o tehnologie similară celei prezentate mai înainte se fabrică la ICME-București sub denumirea de „Lac de acoperire pentru țesături flexibile pentru clasa F" sau „LANTIF" sau „C—72". Alte caracteristici privind comportarea peliculei polimere la temperaturi înalte vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica în viitor.

Fabricarea țesăturilor de sticlă lăcuite pentru clasa F. La fabricarea țesăturilor lăcuite pentru clasa F s-a folosit lacul de acoperire obținut conform tehnologiei descrise mai înainte și țesătură de sticlă cu o grosime de 0,06 mm, cu caracteristici similare celei folosite în lucrările de laborator. Lăcuirea țesăturii de sticlă s-a făcut pe o mașină de impregnare tip IMPLA, prevăzută cu 4 băi de impregnare, 4 cuptoare de uscare, și o instalație automată pentru reglarea și controlul temperaturilor, grosimii și viscozității lacului de acoperire. Condițiile de lucru au fost cele din tabelul 3.

Tabelul 3

Temperaturile de uscare pe zone și cuptoare

Cuptor de uscare	Temperatura de uscare : $t°$.		
	Zona I	Zona II	Zona III
Cuptor de uscare 1	80	140	180
Cuptor de uscare 2	—	140	180
Cuptor de uscare 3	80	140	180
Cuptor de uscare 4	80	140	180

În aceste condiții viteza de lucru a mașinii a fost de 1,1...1,2 m/min.

S-a obținut o țesătură de sticlă lăcuită cu o grosime de 0,10 mm, cu caracteristicile principale din tabelul 4.

Produse similare celui prezentat mai înainte se fabrică la ICME-București sub denumirea de „țesătură de sticlă lăcuită tip 463" și corespund N.I.D. 3299—74, fiind la nivelul celor mai bune produse realizate în prezent pe plan mondial.

Din tabelul 4 rezultă că produsul realizat industrial, experimental, are caracteristici la nivelul produselor realizate în fază de laborator. Alte completări privind structura polimerului în această fază de reacție vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica în viitor.

Tabelul 4

Principalele caracteristici ale țesăturii lăcuite de clasă F

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii U/M	Valori obținute
	I. Determinări în condiții normale	
1.	Tensiunea de străpungere, în aer, kV.	
	— inițial după uscare pe mașină	12,5
	— după îndoire la 180°, și apăsare cu un cilindru cu Ø = 50 mm și G = 2 000 g	8,6
2.	Rezistența la tracțiune, kgf/cm	
	— inițial după mașină	
	— longitudinal	24,6
	— transversal	18,7
	— după îndoire la 180°, și apăsare cu un cilindru Ø = 50 mm și G = 2 000 g	
	— longitudinal	18,5
	— transversal	15,7
3.	Alungirea la rupere, %	
	— longitudinal	13,5
	— transversal	10,5
	II. După menținere 24 ore la temperatura de 200°	
4.	Tensiunea de străpungere în aer, kV	
	— după condiționare 24 ore	12,8
	— după îndoire la 180°, și apăsare cu un cilindru cu Ø = 50 mm și G = 2 000 g	9,1
5.	Rezistența la tracțiune, kgf/cm	
	— longitudinal	28,3
	— transversal	19,5

Concluzii

Din cele expuse mai înainte se desprind următoarele :

1. Izolația flexibilă cu suport țesătură de sticlă, pentru clasa F, posedă o excelentă comportare la îndoire, combinată cu înalte proprietăți mecanice și electrice.

2. După condiționare timp de 24 ore la temperatura de 200°, proprietățile izolației, în condiții normale, cît și după îndoire la 180° nu se modifică, fapt ce arată că copolimerul este bine ales.

3. Copolimerul poliester-poliizocianat, folosit la acoperirea suporturilor textile, conferă izolației flexibile o înaltă flexibilitate, dovedită prin buna comportare a produsului la îndoire la 180°.

4. Poliesterul folosit pentru obținerea copolimerului poliester-poliizocianic conferă izolației o înaltă flexibilitate dovedită prin liniaritatea macromoleculei polimere.

5. Folosirea în sinteza poliesterului a polioliilor ce conțin mai mult de două grupe hidroxilice, conduce la izolații flexibile rigide, dovedite printr-un grad de reticulare a polimerului, dependent de conținutul în poliol din polimer.

6. Acizii grași alifatici cu o moleculă lungă conduc la pelicule polimere cu o flexibilitate slabă, datorită formării de reacții secundare.

Bibliografie

[1] *Blaga, A.* și *Robu, C.* Chimia și tehnologia polimerilor pentru pelicule. Editura Tehnică, 1977, p. 223.

[2] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 71.014/76 „Procedeu pentru prepararea de rășini poliesterice pentru lacuri de înaltă flexibilitate".

CZ 621.398 : 535.33

SEMNALE PERIODICE
SPECTRU

Asupra modificării spectrului semnalelor periodice prin transformarea pătratică

VIRGIL TIPONUȚ* — TIMIȘOARA

Introducere

Este cunoscut că spectrul funcției $f^2(t)$ este de două ori mai larg ca spectrul lui $f(t)$, $f(t)$ fiind o funcție aperiodică și de bandă limitată [1]. În lucrare se demonstrează că această afirmație este valabilă și în cazul funcțiilor periodice. Pornind de la acest adevăr este abordată, în continuare, problema inversă a determinării lățimii spectrului lui $f_p(t)$, în cazul în care este dată funcția $f_p^2(t)$, periodică și de bandă limitată.

1. Tratarea problemei

Se notează cu c_k și c'_k coeficienții dezvoltării în serie Fourier a funcțiilor $f_p(t)$, respectiv $f'_p(t) = f_p^2(t)$. Deoarece multiplicării în domeniul timp îi corespunde, în domeniul frecvență, produsul de convoluție, coeficientul c'_n al produsului $f_p(t) \cdot f_p(t) = f_p^2(t)$ rezultă [2]:

$$c'_n = \sum_{k=-K}^{K} c_k c_{n-k}. \tag{1}$$

Cu K a fost notat mai sus rangul componentei armonice de cea mai înaltă frecvență din spectrul lui $f_p(t)$. Din (1) se poate observa că valoarea maximă a lui $|n|$ este $2K$, adică spectrul lui $f_p^2(t)$ este de două ori mai larg ca spectrul lui $f_p(t)$.

Pe baza celor de mai sus are sens formularea următoarei probleme inverse: „Fiind dată funcția periodică și de bandă limitată $f'_p(t)$, cu spectrul $F'(\omega)$, cît de larg este spectrul $F(\omega)$, corespunzător lui $f_p(t)$"?

Dacă lățimea lui $F(\omega)$ este jumătate din lățimea spectrului $F'(\omega)$, funcționalul A, definit de:

$$f_p(t) = A \cdot f'_p(t), \tag{2}$$

se comportă ca un filtru ideal trece-jos, care restrînge la jumătate spectrul semnalului existent la intrare. Prin aplicarea repetată a acestui operator este posibilă restrîngerea oricît de mult a spectrului semnalului inițial $f'_p(t)$, fără pierdere de informație, deoarece $f'_p(t)$ poate fi refăcut prin operația inversă de ridicare succesivă la pătrat.

Ipoteza de mai sus este în contradicție evidentă cu teorema lui Shannon, deoarece ar rezulta, pe baza celor precedente, că $f'_p(t)$ poate fi reconstituit exact pentru o frecvență de eșantionare oricît de mică.

În scopul elucidării contradicției amintite se încearcă determinarea spectrului lui $f_p(t)$, utilizînd sistemul:

$$\sum_{k=-K}^{K} c_k c_{n-k} = c'_n, \quad n = -2K, -(2K-1), \ldots 0,1, \ldots 2K, \tag{3}$$

în care coeficienții c'_n sînt dați (se va observa că s-a presupus că $f'_p(t)$ are $2K$ componente armonice). Este lesne de observat că sistemul (3) conține $4K+1$ ecuații, în timp ce trebuie determinați doar $2K+1$ coeficienți. Prin urmare, sistemul nu poate fi rezolvat pentru orice funcție $f'_p(t)$; dacă coeficienții c_k sînt determinați din $2K+1$ ecuații, cele $2K$ ecuații rămase neutilizate reprezintă tot atîtea condiții pentru $f'_p(t)$. În cazul funcțiilor $f'_p(t)$ pare, care au coeficienții Fourier reali și $c'_k = c_{-k}$ [3], se impune satisfacerea a numai K condiții pentru ca sistemul (3) să permită determinarea unei soluții.

Semnificația condițiilor impuse lui $f'_p(t)$ rezultă dacă se are în vedere că ecuațiile sistemului (3) reprezintă relațiile de legătură dintre funcția $f_p(t)$ și funcția pătrat corespunzătoare $f'_p(t)$. Cu alte cuvinte, condițiile pentru $f'_p(t)$ exprimă necesitatea ca această funcție să fie pătratul lui $f_p(t)$, o funcție cu K componente armonice. Pornind de la această constatare se poate formula următoarea teoremă:

Teorema 1. Orice funcție $f'_p(t)$ de bandă limitată și avînd $4K+1$ componente spectrale, care satisface $2K$ condiții ce rezultă dintr-un sistem de forma (3), reprezintă pătratul unei alte funcții periodice $f_p(t)$ cu $2K+1$ componente și reciproc.

Demonstrație. Oricărei funcții cu $4K+1$ componente i se poate asocia un sistem de forma (3). Din $2K+1$ ecuații rezultă cele $2K+1$ componente ale lui $f_p(t)$ și deoarece $f'_p(t)$ satisface condițiile menționate în ipoteză, ecuațiile neutilizate vor fi satisfăcute implicit.

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

Avînd în vedere că sistemul (3) reprezintă produsul de convoluție în domeniul frecvență, rezultă că $f'^2_p(t) = [f_p(t)]^2$.

Reciproca acestei teoreme poate fi demonstrată în mod similar celor de mai sus.

Pentru a ilustra semnificația condițiilor impuse funcției $f'^2_p(t)$ se va analiza în detaliu cazul simplu al unui semnal $s'_p(t)$ par și avînd $2K = 2$ componente armonice. Sistemul (3) se reduce în acest caz la 3 ecuații cu 2 necunoscute:

$$\begin{aligned} c_0^2 + 2c_1^2 &= c'_0, \\ 2c_0c_1 &= c'_1, \\ c_1^2 &= c'_2, \end{aligned} \tag{4}$$

existînd, deci trei modalități de rezolvare.

Cazul I. Coeficienții c_0, c_1 sînt determinați din ultimele două ecuații, rezultînd următoarele soluții:

$$c_0 = \frac{c'_1}{2\sqrt{c'_2}}, \quad c_1 = \sqrt{c'_2},$$

și: (5)

$$c_0 = -\frac{c'_1}{2\sqrt{c'_2}}, \quad c_1 = -\sqrt{c'_2}.$$

Înlocuind aceste perechi de valori în prima ecuație, neutilizată, rezultă o condiție unică pentru $s'_p(t)$, sub forma:

$$2c'_2 + \frac{c'^2_1}{4c'_2} = c'_0. \tag{6}$$

Se va remarca faptul că s-au obținut două soluții, care diferă prin semn și care satisfac ambele, condiționat, sistemul. În rezolvare s-au presupus coeficienții c'_1, c'_2 dați, încît relația (6) reprezintă o condiție pentru valoarea componentei continue a lui $s'_p(t)$. Dacă această condiție nu este satisfăcută, pătratul semnalului avînd drept coeficienți mărimile c_0, c_1 determinate mai sus, va diferi de $s'_p(t)$ tocmai în ce privește mărimea lui c'_0.

Este evident că există o infinitate de semnale $s'_p(t)$ care satisfac condiția (6). Mai mult, aceste semnale pot fi asociate în perechi, astfel încît componentele spectrale ale semnalelor din aceeași pereche să difere numai prin semnul lui c'_1 (5), (6).

Cazul II. Coeficienții c_0, c_1 sînt determinați din prima și ultima ecuație a sistemului (4). Se obțin două perechi de soluții:

$$\begin{cases} c_0 = \sqrt{c'_0 - 2c'_2}, \ c_1 = \sqrt{c'_2} \\ \qquad\qquad\qquad\qquad c'_1 > 0 \\ c_0 = -\sqrt{c'_0 - 2c'_2} \ \ c_1 = -\sqrt{c'_2}, \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} c_0 = \sqrt{c'_0 - 2c'_2}, \ c_1 = -\sqrt{c'_2} \\ \qquad\qquad\qquad\qquad c'_1 < 0 \\ c_0 = -\sqrt{c'_0 - 2c'_2}, \ c_1 = \sqrt{c'_2}, \end{cases} \tag{8}$$

precum și condițiile:

$$2\sqrt{c'_2\,(c'_0 - 2c'_2)} = c'_1 \qquad c'_1 > 0 \tag{9}$$

și:

$$-2\sqrt{c'_2(c'_0 - 2c'_2)} = c'_1 \qquad c'_1 < 0. \tag{10}$$

Perechile de soluții (7), (8) respectiv condițiile (9), (10) corespund la două semnale ce diferă între ele prin semnul componentei c'_1 (vezi cazul *I*). Dacă se elimină influența semnului lui c'_1, prin ridicarea la pătrat a relațiilor (9), (10), se obține condiția unică, cunoscută, dată de (6).

Cazul III. Coeficienții c_0, c_1 sînt determinați din primele două ecuații ale sistemului (4) rezultînd, la fel ca și în cazul precedent, două perechi de soluții:

$$\begin{cases} c_0 = \sqrt{\dfrac{c'_0 + \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1}}{2}} \ \ c_1 = \dfrac{c'_1}{\sqrt{2(c'_0 + \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1})}} \\ \qquad\qquad\qquad\qquad (11) \\ c_0 = -\sqrt{\dfrac{c'_0 + \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1}}{2}} \ \ c'_1 = -\dfrac{c'_1}{\sqrt{2(c'_0 + \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1})}}, \end{cases}$$

și respectiv:

$$\begin{cases} c_0 = \sqrt{\dfrac{c'_0 - \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1}}{2}} \ \ c_1 = \dfrac{c'_1}{\sqrt{2(c'_0 - \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1})}} \\ \qquad\qquad\qquad\qquad (12) \\ c_0 = -\sqrt{\dfrac{c'_0 - \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1}}{2}} \ \ c_1 = \dfrac{c'_1}{\sqrt{2(c'_0 - \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1})}}. \end{cases}$$

Substituind valorile (11) sau (12) în ultima ecuație din (4), se obține:

$$\frac{c'^2_1}{2(c'_0 \pm \sqrt{c'^2_0 - 2c'^2_1})} = c'_2. \tag{13}$$

Egalitatea (13) exprimă, de fapt, condiții pentru două semnale $s'_p(t)$, care diferă între ele prin mărimea componentei c'_2. Este firesc deci, ca rezolvînd sistemul funcție de coeficienții c'_0, c'_1 să obținem două perechi de soluții, cîte o pereche pentru fiecare semnal $s'_p(t)$. Se poate constata totodată că relația (13) este identică cu condiția (6).

Pe baza celor de mai sus se poate conchide că indiferent de modul de rezolvare a siste-

mului (4), semnalele $s'_p(t)$ trebuie să satisfacă condiția unică (6). Rămîne de cercetat, prin urmare, semnificația acestei condiții.

În acest scop vor fi studiate valorile minime ale lui $s'_p(t)$, dat de componentele c'_0, c'_1, c'_2, adică:

$$s'_p(t) = c'_0 + 2c'_1 \cos \omega_0 t + 2c'_2 \cos 2\omega_0 t. \quad (14)$$

Prima derivată a funcției de mai sus se anulează în punctele:

$$\omega_0 t_{A1,2} = \pm \cos^{-1}\left(-\frac{c'_1}{4c'_2}\right) \pm 2K\pi,$$

$$k = 0, 1, 2, \ldots \quad (15)$$

și:

$$\omega_0 t_B = \pm k\pi, \quad k = 0, 1, \ldots \quad (16)$$

Se va observa că expresia (15) are sens cu condiția ca:

$$|\cos \omega_0 t_A| = \left|-\frac{c'_1}{4c'_2}\right| = \left|-\frac{c_0}{2c_1}\right| \leqslant 1. \quad (17)$$

Se presupune în continuare că $|\cos \omega_0 t_A| < 1$, adică amplitudinea primei armonici a semnalului $s_p(t)$:

$$s_p(t) = c_0 + 2c_1 \cos \omega_0 t, \quad (18)$$

este mai mare ca valoarea absolută a componentei continue c_0. În această situație $s_p(t)$ se

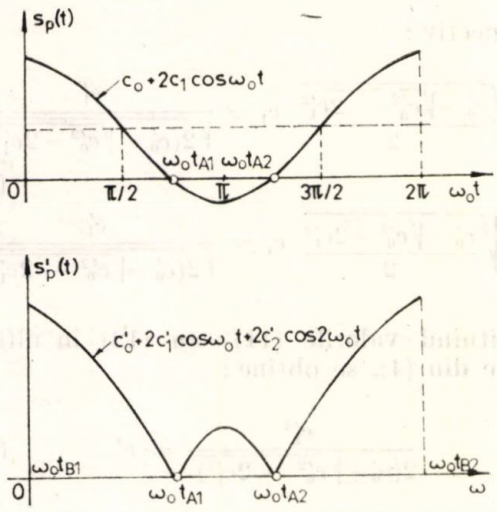


Fig. 1. Forma de variație în timp a semnalelor $s_p(t)$ și $s'_p(t)$, pentru cazul analizat în detaliu.

anulează în două puncte și este lesne de verificat că aceste puncte corespund valorilor $\omega_0 t_{A1,2}$ (fig. 1). Corespunzător acelorași valori, derivata a doua a lui $s'_p(t)$:

$$2\omega_0^2\left[4c'_2 - \frac{c'^2_1}{4c'_2}\right] = 2\omega_0^2(4c_1^2 - c_0^2), \quad (19)$$

este pozitivă, încît punctele respective sînt puncte de minim pentru $s'_p(t)$ (fig. 1). Valoarea minimă atinsă, aceeași în ambele puncte, este dată de expresia (14):

$$s'_{\min} = c'_0 - 2c'_2 - \frac{c'^2_1}{4c'_2}. \quad (20)$$

Se poate constata în mod similar celor de mai sus că pentru $\omega_0 t_B$, $s'_p(t)$ are puncte de maxim.

Comparînd acum pe $s'_{\min}$ cu condiția (6) rezultă că această condiție impune, de fapt, ca în punctele de anulare ale lui $s_p(t)$ valoarea lui $s'_p(t)$ să fie, de asemenea, zero.

Se consideră în continuare mulțimea semnalelor $s'_p(t)$ avînd aceleași valori pentru c'_1, c'_2, date de (4), pentru un anumit semnal $s_p(t)$. Semnalele din această mulțime, cu o aceeași formă de variație în timp, dar diferind în ceea ce privește valorile componentei continue c'_0, ar putea constitui pătratul unei funcții $s_p(t)$ — dată de (18) — deoarece c'_1, c'_2 satisfac sistemul (4). Ar fi necesar, doar, în acest scop, o mărime potrivită a componentei continue, încît corespunzător momentelor de trecere prin zero ale lui $s_p(t)$, funcția pătrat $s'_p(t)$ să se anuleze și ea (fig. 1).

Avînd în vedere că în situația în care c'_1, c'_2 au valori date (cazul I), condiția (6) determină valoarea componentei continue c'_0 și că această valoare satisface — conform celor stabilite prin studiul valorii minime — tocmai cerința anterior exprimată, rezultă că (6) reprezintă condiția ca $s'_p(t)$ să fie pătratul lui $s_p(t)$. Adică pătratul unei funcții de bandă limitată.

Cele afirmate în teorema 1 și ilustrate prin exemplul precedent, conduc la formularea următoarei întrebări: „Pătratul căror funcții este reprezentat de semnalele $f'_p(t)$ de bandă limitată ce nu satisface cele 2 K condiții menționate?" Se au în vedere, evident, semnalele $s'_p(t) \geqslant 0$. Răspunsul la această întrebare este dat de următoarea teoremă.

Teorema 2. Dacă $f'_{p1}(t)$ reprezintă o funcție de bandă limitată care nu satisface condițiile ce rezultă dintr-un sistem de forma (3), dar este pătratul unei funcții $f_{p1}(t)$, adică $f'_{p1}(t) = f^2_{p1}(t)$, atunci $f_{p1}(t)$ este de bandă nelimitată.

Demonstrație. Se va utiliza metoda reducerii la absurd. Se presupune, în acest scop, contrariul concluziei și anume că $f_{p1}(t)$ este de bandă limitată. Conform reciprocei, teorema 1, rezultă că $f'_{p1}(t)$ va fi de asemenea de bandă limitată și că satisface condițiile cunoscute. Această afirmație contravine însă ipotezei, însemnînd că presupunerea făcută este falsă și prin urmare $f_{p1}(t)$ este de bandă nelimitată.

Existența unor funcții $f'_{p1}(t)$ ce nu satisfac cele $2K$ condiții este evidentă. În cazul exemplului considerat, orice funcție $f'_p(t)$ definită

de (14) și care nu satisface condiția (6), reprezintă o funcție $f'_{p1}(t)$. Pe de altă parte, oricărei funcții $f'_{p1}(t) \geqslant 0$ i se poate asocia, prin operația de extragere a rădăcinii pătrate, o funcție $f_{p1}(t)$, astfel încît $f'_{p1}(t) = f^2_{p1}(t)$.

Este important de menționat faptul că nu orice funcție periodică de bandă nelimitată conduce, prin ridicare la pătrat, la o funcție cu spectrul de lățime finită.

Pentru justificare este suficient să se considere mulțimea funcțiilor $f'_{p2}(t) \geqslant 0$ și a căror spectru este de lățime infinită. Funcțiile corespunzătoare $f_{p2}(t)$ vor avea și ele un spectru de lățime infinită, deoarece în caz contrar, $f'_{p2}(t) = f^2_{p2}(t)$ ar fi — contrar celor presupuse, de bandă limitată. Prin urmare, atît $f_{p2}(t)$, cît și $f'_{p2}(t)$ au spectrul de lățime infinită.

2. Rezultate experimentale

Pentru verificarea prin calcul a valabilității teoremei 2 s-a considerat funcția pară:

$$f'_{p1}(t) = 2 + \cos \omega_0 t + \cos 2\omega_0 t. \qquad (21)$$

Deoarece $c'_0 = 2$, $c'_1 = c'_2 = 0{,}5$ se poate constata imediat că nu este satisfăcută condiția(6). Totodată, dat fiind că $f'_{p1}(t) > 0$ i se poate asocia, prin operația de extragere a rădăcinii pătrate, funcția corespunzătoare $f_{p1}(t) = \sqrt{f'_{p1}(t)}$.

Calculul componentelor spectrale ale lui $f_{p1}(t)$, prin utilizarea TFR, a evidențiat existența a cel puțin 12 componente cu valori semnificative. Dacă $f_{p1}(t)$ ar fi bandă limitată, spectrul ei ar trebui să conțină, conform celor precedente, o componentă continuă și fundamentală. Rezultă, deci, că $f_{p1}(t)$ este de bandă nelimitată.

Funcțiile $f'_{p1}(t)$ și $f_{p1}(t)$ fiind pare, componentele spectrale corespunzătoare sînt reale. Cu toate acestea au fost calculate și tipărite și părțile imaginare ale valorilor acestor componente, spre a servi, orientativ, la aprecierea erorilor de calcul.

3. Concluzii

În lucrare se afirmă și se justifică teoretic și experimental existența unei clase de funcții periodice de bandă nelimitată care conduc, prin ridicare la pătrat, la funcții cu spectru de lățime finită. Aceste rezultate prezintă o importanță deosebită, deoarece evidențiază — pentru prima dată — posibilitatea reconstituirii fără erori a unui semnal periodic de bandă nelimitată, eșantionat.

Bibliografie

[1] *Papoulis, A.* Error analysis in sampling theory. In :Proc. IEEE, **vol. 54,** nr. 7, 1966, p. 947—955.
[2] *Hamming, P. W.* Digital Filters. Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1977.
[3] *Papoulis, A.* The Fouerier Integral and its Application. New-York, McGraw-Hill, 1962.

CZ 621.369 : 621.316.052

METODA ELEMENTELOR FINITE
SISTEME DINAMICE

Optimizarea sistemelor dinamice cu parametri distribuiți prin metoda elementelor finite

ION T. CÂRSTEA* — CRAIOVA

Introducere

Majoritatea sistemelor dinamice sînt cu parametri distribuiți și numai în anumite cazuri cînd distribuția spațială a energiei este suficient de concentrată sau invariantă în timpul mișcării, acestea se pot aproxima prin sisteme cu parametri concentrați. Procesele din furnale, diverse fenomene chimice, transmiterea energiei electrice prin linii cu pierderi, pătrunderea vehiculelor spațiale în atmosferă sînt exemple clasice de sisteme dinamice cu parametri distribuiți (SDPD). Modelul matematic al acestor sisteme este format dintr-un set de ecuații cu derivate parțiale. Rezolvarea numerică a acestora ridică o serie de dificultăți de calcul legate de modul de discretizare-spațială și temporală — a variabilelor modelului ma-

* Facultatea de electrotehnică, Universitatea din Craiova.

tematic. Metoda elementelor finite este un caz particular al conceptului de discretizare spațială. În lucrare se prezintă determinarea controlului optimal pentru o clasă de SDPD folosind discretizarea spațială a variabilelor modelului matematic pe baza metodei elementelor finite, condițiile de optim fiind formulate pe baza principiului maximului.

1. Formularea problemei

Comportarea dinamică a unei clase largi de SDPD fără perturbații este descrisă de un sistem de ecuații cu derivate parțiale :

$$\frac{\partial u(t, x)}{\partial t} = h(u(t, x), f(t, x), t, x), \quad x \in \Omega, \tag{1}$$

cu condițiile inițiale :

$$u(t_0, x) = u_0(x), \qquad x \in \Omega \tag{2}$$

și de frontieră :

$$g(u(t, x), f_{\partial\Omega}(t, x)) = 0, \quad x \in \partial\Omega, \tag{3}$$

cu :

$\Omega \subset R^n$ domeniu spațial fixat cu frontiera $\partial\Omega$;

$u(t,x)$ — vector coloană, m-dimensional, care reprezintă starea sistemului. Componentele $u_i(t,.)$ sînt definite pe Ω și sînt fucnții reale de regulă aparținînd spațiului funcțiilor de pătrat integrabil $L_2(\Omega)$;

$f(t,x)$ — vector coloană, r-dimensional, al mărimilor de comandă cu componentele $f_i(t,.)$, funcții definite pe Ω sau submulțimi ale lui Ω și se vor nota cu $f_{\Omega(i)}$, sau definite pe frontiera $\partial\Omega$, iar componentele respective se vor nota cu $f_{\partial\Omega(i)}$;

h — vector coloană m-dimensional ale cărui componente h_i sînt operatori diferențiali spațiali specificați ;

g — vector coloană p-dimensional ale cărui componente g_i sînt operatori diferențiali specificați.

Condițiile pe frontieră sînt, cel mai frecvent de tipul :

1. Dirichlet : $u(t, x) = u_1(t, x)$;

2. Neumann : $\dfrac{\partial u(t, x)}{\partial \nu} = u_1(t, x)$;

3. Caughy : $\dfrac{\partial u(t, x)}{\partial \nu} + \beta(t, x)\, u(t, x) = u_1(t, x)$,

cu $u_1(t, x)$, $\beta(t, x)$ — funcții vectoriale definite pe $(t_0, t_1] \quad x\partial\Omega$,

$(t_0, t_1]$ — interval de timp fixat, iar ν este versorul normalei exterioare pe frontiera domeniului $\partial\Omega$.

Mulțimea mărimilor de comandă $f(t, x)$ admisibile o vom nota cu $\mathcal{F}_{\bar{\Omega}}(t, x)$ și reprezintă clasa mărimilor de intrare definite pe $(t_0, t_1]$ $x\Omega$, care satisfac anumite restricții.

Se consideră criteriul de optimizare de forma :

$$J(f) = \int_{\Omega} L_0(t_1, x, u, f_{\bar{\Omega}})\, \mathrm{d}\Omega + \int_{t_0}^{t_1} \int_{\Omega} L_{\Omega}(t, x, u, f_{\bar{\Omega}})\, \mathrm{d}t\, \mathrm{d}x, \tag{5}$$

în care primul termen reprezintă un criteriu de optimizare final tip Mayer, iar al doilea termen un criteriu cumulativ de tip Lagrange.

Problema de control optimal cere determinarea comenzii $f(t, x) \in \mathcal{F}_{\bar{\Omega}}(t, x)$, care să minimeze criteriul (5) în condițiile (1) — (3).

În cele ce urmează se va considera următoarea problemă de optimizare [5] :

1. Se dă SDPD descris de :

$$\frac{\partial u}{\partial t} = h\left[t, f_{\Omega}, x, u, \frac{\partial u}{\partial x}, \ldots \frac{\partial^k u}{\partial x^k} \ldots\right], \tag{6}$$

cu condiția inițială :

$$u(0, x) = u_0(x), \quad x \in \Omega, \tag{7}$$

și condiția pe frontieră :

$$u(t, x)\,|_{\partial\Omega} = u_1(t, x), \quad (t, x) \in (t_0, t_1] \quad x\partial\Omega, \tag{8}$$

cu h — funcție vectorială continuă de argumentele sale.

Prin $\dfrac{\partial^{k_u}}{\partial x^k}$ s-a notat derivata parțială de ordinul k, adică, $\dfrac{\partial k_1 \ldots k_m}{\partial x_1^{k_1} \ldots x_n^{k_m}}$,

cu : $\sum_{i=1}^{m} k_i = k$; iar $x = (x_1, \ldots, x_n) \in \Omega$.

2. Se consideră criteriul de optimizare (5) cu L_{Ω} funcție continuă de argumentele sale :

$$L_{\Omega} = L_{\Omega}\left(t, x, u(t, x), \frac{\partial u}{\partial x}, \ldots \frac{\partial^k u}{\partial x^k}, \ldots, f_{\Omega}(t, x)\right).$$

3. Avînd SDPD (6) cu criteriul de optimizare (5) se cere comanda optimă $f_{\Omega}^{*}(t, x) \in \mathcal{F}_{\bar{\Omega}}(t, x)$ care minimizează criteriul de performanță

(5), adică se cere f_Ω^* (comandă distribuită intern) astfel ca :

$$J(f_\Omega^*) \leqslant J(f_\Omega), \qquad \forall f_\Omega \in \mathfrak{F}_\Omega.$$

Controlul optim se poate face incluzînd şi comenzi pe frontiera domeniului $f_{\partial\Omega}$, iar criteriul de optimizare (5) conţine un termen corespunzător acestei comenzi ca în [2].

2. Condiţii necesare de optim

Pentru problema de optimizare formulată în § 1 se obţin condiţiile necesare de optim, folosind principiul maximului [2]. Pentru aceasta se defineşte Hamiltonianul problemei :

$$H(t, x, u, \ldots \frac{\partial^k u}{\partial x^k}, \ldots f_\Omega, \psi) = L_\Omega + \psi_T \cdot h, \quad (8)$$

cu ψ — vectorul m-dimensional al variabilelor de stare adjuncte, iar T indică transpusul vectorului. Condiţiile necesare de optim [5] unde cu supraindicele * s-au notat mărimile corespunzătoare comenzii optime f_Ω^*, sînt :

$$\frac{\partial u^*(t, x)}{\partial t} = \frac{\partial H(t, x, u^*, \psi^*)}{\partial \psi}, \quad (9)$$

$$\frac{\partial \psi^*(t, x)}{\partial t} = -\frac{\partial H(t, x)\, u^*, x}{\partial u} - (-1)^k \frac{\partial^k}{\partial x^k} \cdot \frac{\partial H}{\partial \frac{\partial^k u}{\partial x^k}}, \quad (10)$$

$$H(t, x, u^*, f_\Omega^*, \psi^*) = \max H(t, x, u^*, f_\Omega, \psi^*), \quad (11)$$

$$f_\Omega \in F_\Omega(t, x),$$

cu condiţiile de transversalitate sub forma :

$$\frac{\partial L_0(u(t_1, x), f(t_1, x)}{\partial u(t_1, x)} = \psi(t_1, x), \quad (12)$$

$$\frac{\partial^{k-1}}{\partial x^{k-1}} \cdot \frac{\partial H}{\partial \left[\frac{\partial^k u(t_1, x)}{\partial x^k}\right]}\Bigg|_{\partial\Omega} = 0. \quad (13)$$

3. Discretizarea spaţială prin metoda elementelor finite

Condiţiile necesare de optim (9) — (10) duc la un sistem de ecuaţii cu derivate parţiale a căror soluţie numerică se obţine discretizîndu-le spaţial şi temporal.

În discretizarea spaţială metodele cu cea mai largă aplicabilitate au fost de tipul diferenţelor finite. Metoda elementelor finite, cristalizată iniţial în calculul structurilor mecanice, a început să fie folosită intensiv în aplicaţii cu specific ingineresc : mecanica fluidelor [3], cîmpul electromagnetic [6], controlul optimal [2] etc., datorită unor avantaje privind neomogenităţile de material şi al geometriilor variate ale domeniului spaţial Ω. Metoda elementelor finite a cărei prezentare în detaliu e dată în lucrările [1] şi [3], constă în următoarele etape :

1 — împărţirea domeniului Ω într-un număr finit de subdomenii numite elemente, fără nici o restricţie în privinţa formei şi a frontierelor (care pot fi drepte sau curbilinii) ;

2 — în fiecare element se alege un număr de puncte numite noduri, în care valorile funcţiei (numite valori nodale) şi uneori derivatele pînă la un anumit ordin, se consideră necunoscute şi se aproximează funcţia în fiecare element prin funcţii continue definite unic în raport cu valorile nodale ;

3 — obţinerea ecuaţiilor cu elemente finite utilizînd procedee de minimizare a erorii de aproximare prin metoda reziduurilor ponderate. Procedeul lui Galerkin constituie cea mai utilizată metodă de obţinere a ecuaţiilor cu elemente finite pe fiecare element ;

4 — urmează faza asamblării ecuaţiilor pe întreg domeniul discretizat. Rezultatul acestei etape este un sistem de ecuaţii algebrice pentru regimuri staţionare şi de ecuaţii diferenţiale ordinare pentru regimuri tranzitorii.

În discretizarea spaţială se impun anumite condiţii de compatibilitate [3] la frontierele a două elemente vecine care constau în continuitatea funcţiei necunoscute şi uneori şi a derivatelor pînă la un anumit ordin r, şi condiţii de completitudine, adică continuitatea pînă la ordinul $r + 1$ în interiorul elementului.

Revenind la problema de control optimal din § 1, soluţia numerică se obţine pe baza condiţiilor necesare de optim formulate în § 2.

Pentru obţinerea ecuaţiilor în elemente finite se discretizează domeniul Ω în elemente al căror domeniu este $\Omega^{(e)}$, iar funcţiile necunoscute $u(t, x)$ şi $\psi(t, x)$ se aproximează prin :

$$u^{(e)}(t, x) = \sum_{i=1}^{r} N_i(x)\, u_i(t) = [N]\{u\}^{(e)}, \quad (14)$$

$$\psi^{(e)}(t, x) = \sum_{i=1}^{r} N_i(x)\, \psi_i(t) = [N]\{\psi\}^{(e)}, \quad (15)$$

unde r este numărul de noduri ce caracterizează elementul (e), practic gradul de libertate al acestuia, iar $N_i(x)$ sînt funcţii de interpolare [1] cu proprietatea :

$$N_i(x) = \begin{cases} 1 \text{ în nodul } i \\ 0 \text{ în celelalte noduri.} \end{cases}$$

Prin $[N]$ s-a notat vectorul linie cu componentele N_i, iar prin $\{u\}^{(e)}$ și $\{\psi\}^{(e)}$ — vectorii coloană cu componentele u_i, respectiv ψ_i.

Această notație pentru vectorii linie, respectiv coloană, se va păstra în continuare și se vor nota cu supraindicele (e) toate mărimile referitoare la elementul (e). Cu aproximările (14) și (15) folosind procedeul lui Galerkin se discretizează spațial ecuațiile (9) și (10). Astfel, ecuația (9) devine:

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial u^{(e)}}{\partial t} - \frac{\partial H\,(t,\, x,\, u^{(e)},\, \psi^{(e)})}{\partial\, \psi^{(e)}} \right] N_i \, \mathrm{d}\Omega^{(e)} = 0' \tag{16}$$

cu $i = 1, \ldots r$.

În mod similar se discretizează ecuația (10) pentru fiecare element. De remarcat că în obținerea ecuațiilor în elemente finite apar termeni matriceali și integrali care reflectă proprietățile dinamice ale elementelor. Găsirea efectivă a soluției numerice presupune și o discretizare temporală a ecuațiilor diferențiale ordinare rezultate în urma discretizării spațiale. Controlul optim se determină utilizînd proceduri iterative de tip gradient pentru extremizarea hamiltonianului. Exemplul ilustrativ din § 4 va introduce cititorul în principiile metodei.

4. Controlul optim al temperaturii unei bare

Se consideră următoarea problemă de optimizare:

Să se determine legea de comandă (distribuția surselor de căldură) care asigură aducerea temperaturii unei bare unidimensionale de lungime l dintr-o stare (temperatură) inițială dată $u_0(x)$, la o temperatură finală dorită $u_D(t_f, x)$, într-un interval de timp fixat $(0, tf]$, astfel încît consumul de energie să fie minim, fără restricții asupra comenzii [2]. Bara se consideră omogenă avînd căldura specifică, densitatea materialului și coeficientul conductibilității termice constante.

Temperatura $u(t, x)$ în bară satisface următoarea ecuație cu derivate parțiale normalizate [2]:

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f(t, x)\,, \tag{17}$$

cu $f(t, x)$ densitatea surselor de căldură.

Pentru descrierea univocă a propagării căldurii se dau:

— condiția inițială $u(o, x) = u_0(x)$, (18)

— condiția pe frontieră $u(t, 0) = u(t, l) = 0$. (19)

Problema de control optimal cere determinarea comenzii $f(t, x)$ care să minimizeze criteriul:

$$J(f) = q_1 \int_0^{tf} [u(tf, x) - u_D(x)]^2 \cdot$$

$$\cdot \mathrm{d}x + q_2 \int_0^{tf} \int_0^{l} f^2(t, x)\, \mathrm{d}x\, \mathrm{d}t, \tag{20}$$

cu restricțiile (17)—(19), iar q_1 și q_2 sînt factori de penalizare pe care, pentru simplitate, îi luăm $q_1 = q_2 = 1$.

Hamiltonianul problemei devine:

$$H(t, x, u, \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, f, \psi) = \psi \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f \right) + f^2. \tag{21}$$

Condițiile necesare de optim (9) — (13) devin:

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f(t, x), \tag{22}$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} = -\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2}\,, \tag{23}$$

$$\frac{\partial H}{\partial f} = 2f + \psi = 0, \tag{24}$$

cu condițiile inițiale, finale și de frontieră:

$$u(0, x) = u_0(x)\,, \tag{25}$$

$$\psi(t_f, x) = 2\ [u(t_f, x) - u_D(x)], \tag{26}$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial x}\Big|_0^l = \psi(t, l) - \psi(t, 0) = 0, \tag{27}$$

unde:

$u_D(x)$ este temperatura finală impusă și se va lua [2] $u_D(x) = x(1 - x)$.

Pentru obținerea soluției numerice se discretizează domeniul Ω care în acest caz este $[0,1] \subset R$, într-un număr finit de elemente (e), fiecare element fiind caracterizat de 2 noduri i și j (figura 1), cu $x_i < x_j$.

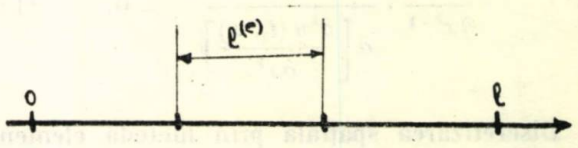


Fig. 1.

În fiecare element se fac aproximările:

$$u^{(e)}(t, x) = N_i(x)\, u_i(t) + N_j(x)\, u_j(t) = [N]\{u\}^{(e)}, \tag{28}$$

$$\psi^{(e)}(t, x) = [N] \cdot \{\psi\}^{(e)}, \quad (29)$$

cu $[N]$ — vectorul linie cu componentele N_i și N_j, iar $\{u\}^{(e)}$ și $\{\psi\}^{(e)}$ — vectori coloană cu componentele variabilele nodale ale lui u și ψ. Folosind procedeul lui Galerkin pentru ecuațiile (22) și (23), se obține :

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f - \frac{\partial u}{\partial t}\right] N_k \, d\Omega^{(e)} = 0, \quad (30)$$

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial \psi}{\partial t} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2}\right] N_k \, d\Omega^{(e)} = 0, \quad (31)$$

cu $k = i, j$.

Înlocuind (28) și (29) în (30) și (31) se obține următorul sistem de ecuații diferențiale ordinare [2] :

$$K_t^{(e)}\{\dot{u}(t)\}^{(e)} + K^{(e)}\{u(t)\}^{(e)} - \{R(t)\}^{(e)} = 0, \quad (33)$$

$$K_t^{(e)}\{\dot{\psi}\}^{(e)} - K^{(e)}\{\psi\}^{(e)} = 0, \quad (34)$$

unde cu „.”deasupra unei variabile s-au notat derivate de ordinul întîi. Matricele $K_t^{(e)}$ și $K^{(e)}$ de dimensiune 2×2 și vectorul $\{R\}$ de dimensiune 2 au componentele :

$$k_{ij}^e = \int_{x_i}^{x_j} \frac{\partial N_i}{\partial x}\frac{\partial N_j}{\partial x} \, dx; \quad k_{t_{ij}}^e = \int_{x_i}^{x_j} N_i N_j \, dx, \quad (35)$$

$$R_i^e = \int_{x_i}^{x_j} f(t, x) N_i \, dx.$$

În cazul unidimensional, funcțiile de interpolare sînt :

$$N_i(x) = \frac{x_j - x}{x_j - x_i}; \qquad N_j(x) = \frac{x - x_i}{x_j - x_i}.$$

Luînd și pentru $f(t, x)$ o aproximare liniară de forma :

$$f^{(e)}(t, x) = f(x_i, t) N_i(x) + f(x_j, t) N_j(x) = [N] \cdot \{f\}^{(e)},$$

rezultă din (35) :

$$k_{t_{ij}} = \frac{l^{(e)}}{6}(1 + \delta_{ij}); \quad k_{ij} = \frac{l}{l^{(e)}}(-1)^{i+j}, \quad (36)$$

$$R_{1i} = l^{(e)}\left(\frac{1}{3}f_i + \frac{1}{6}f_j\right); \quad R_{2i} = l^{(e)}\left(\frac{1}{6}f_i + \frac{1}{3}f_j\right),$$

cu $l^{(e)} = x_j - x_i$, iar δ_{ij} simbolul lui Kronecker.

Scriind ecuațiile (33) și (34) pentru fiecare element și asamblîndu-le, rezultă un sistem de ecuații de aceeași formă, cu vectorii $\{u\}$ și $\{\psi\}$ corespunzători tuturor variabilelor nodale ale diviziunii intervalului $[0, 1]$:

$$K_t \cdot \{\dot{u}\} + K \{u\} - K_t \cdot \{f\} = 0, \quad (37)$$

$$K_t\{\dot{\psi}\} - K \cdot \{\psi\} = 0. \quad (38)$$

Integrarea sistemelor de ecuații diferențiale (37) și (38) se face în condiții inițiale pentru $\{u\}$ și condiții finale pentru $\{\psi\}$, deci avem o problemă bilocală, liniară în acest caz. Soluția numerică se obține fie folosind metode cu pași separați (de exemplu Runge-Kutta), fie metode cu pași legați (predictor-corectoare). Cel mai frecvent se utilizează în aplicații aproximarea Crank-Nicholson [7], care pentru două momente consecutive de timp, t_k și t_{k+1}, conduce la :

$$\left[K_t + \frac{\Delta t}{2} \cdot K\right]\{u\}^{k+1} = \left[K_t - \frac{\Delta t}{2} \cdot K\right] \cdot \{u\}^k + \frac{\Delta t}{2} K_t [\{f\}^k + \{f\}^{k+1}], \quad (39)$$

$$\left[K_t - \frac{\Delta t}{2} K\right]\{\psi\}^{k+1} = \left[K_t + \frac{\Delta t}{2} K\right] \cdot \{\psi\}^k, \quad (40)$$

cu $\Delta t = t_{k+1} - t_k$. Condițiile inițiale și finale (25) și (26) devin :

$$\{u(0)\} = \{u_0(x_m)\},$$

$$\{\psi(t_f)\} = 2[\{u(t_f, x_m)\} - \{u_D(x_m)\}],$$

cu m — indicele unui nod curent al diviziunii spațiale.

Criteriul de optimizare (17) se discretizează folosind aproximarea (14) :

$$J(f) = \sum_{e=1}^{M} J^{(e)}(\{f\}^{(e)}),$$

cu M numărul de elemente în care s-a discretizat domeniul $[0, 1]$, iar $J^{(e)}$ criteriul de optimizat corespunzător elementului (e) :

$$J^{(e)}(\{f\}^{(e)}) = \int_{\Omega^{(e)}} [u(t_f, x) - u_D(x)]^2 \, dx + \int_0^{t_f} \int_{\Omega^{(e)}} [[N] \cdot \{f\}^{(e)}]^2 \, dx \, dt = \int_{x_i}^{x_j} u_D^2(x) \, dx -$$

$$-2\int_{x_i}^{x_j}[N]\cdot\{u(t_f)\}^{(e)}\cdot u_D(x)\mathrm{d}x+$$

$$+[u(t_f)]^eK^e\{u(t_f)\}^{(e)}+\int_0^{t_f}[f]^{(e)}\cdot K^{(e)}\cdot\{f\}^{(e)}\mathrm{d}t,$$

cu matricea K^e avînd componentele k_{ij}^e date de (35).

Cu ecuaţiile de stare şi adjuncte discretizate, problema de conducere optimală este, în esenţă, o problemă de programare matematică de structură specială şi dimensiune relativ mare. În obţinerea efectivă a soluţiei numerice s-a dezvoltat o gamă largă de tehnici de calcul numeric, bazate în majoritate pe variaţia de ordinul întîi sau doi a criteriului de performanţă. Metoda gradientului simplu şi a gradientului conjugat [4] au aplicabilitatea cea mai largă în soluţionarea numerică a problemelor de control optimal.

Algoritmul de calcul bazat pe tehnica gradientului simplu şi pe care l-am utilizat în lucrare, cuprinde următorii paşi:

1. Se alege un şir de comandă iniţial $\{f(t_j)\}^0$, $0 \leqslant j \leqslant N-1$, unde N este numărul de diviziuni ale intervalului $[0, t_f]$.

2. Se iniţializează contorul de iteraţii, $k=0$.

3. Se iterează în timp direct ecuaţiile de stare (39) cu condiţia iniţială (25) şi se calculează criteriul de optimizat J^k cu (41).

4. Se iterează în timp invers ecuaţiile adjuncte (40) cu condiţia finală (26) discretizată.

5. Se calculează gradienţii $\{g(t_j)\}^k=\dfrac{\partial J}{\partial f(t_j)}$, $0\leqslant j\leqslant N-1$ şi se alege o nouă comandă $\{f\}^{k+1}=\{f\}^k-\alpha\{g\}^k$ unde α este mărimea pasului de înaintare pe direcţia gradientului, care se determină folosind un algoritm de minimizare unidimensională a criteriului J pentru diverşi paşi de test.

6. Se calculează criteriul de optimizat J^{k+1} şi dacă $|J^{k+1}-J^k|<\varepsilon_1$ şi $|\Delta f|<\varepsilon_2$ atunci STOP. Altfel, $k\leftarrow k+1$ şi se trece la pasul 3.

Mărimile ε_1 şi ε_2 sînt impuse şi indică erorile în evaluarea criteriului de performanţă respectiv al variaţiei comenzii f între două iteraţii consecutive.

Gradientul lui J în raport cu comanda $\{f(t)\}$ poate fi calculat ca gradient al hamiltonianului H în raport cu $\{f(t)\}$ la fiecare pas t_k al intervalului de conducere.

Pe baza acestui algoritm, cu $u_0(x)=0$, s-a obţinut min $J=0{,}354$, iar comanda optimă pe intervalul de timp $[0,1]$ şi $l=1$, este dată în tabelul 1, cu pasul $\Delta t=0{,}2$ şi $M=5$ $(l^{(e)}=0{,}2)$.

Tabelul 1

$f(t_i, x_j)=f_{ij}$

x / Nr. nod / Timp, s	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
	1	2	3	4	5	6
0	0,176	0,124	0,140	0,140	0,124	0,176
0,2	0,0968	0,157	0,146	0,146	0,157	0,0968
0,4	0,197	0,125	0,129	0,129	0,125	0,197
0,6	0,0671	0,154	0,164	0,164	0,154	0,0671
0,8	0,241	0,132	0,0991	0,0991	0,132	0,241
1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0

5. Concluzii

Metoda elementelor finite utilizată în discretizarea spaţială a domeniului Ω oferă anumite avantaje faţă de metode similare de discretizare spaţială, cum ar fi metoda reţelelor.

Algoritmul prezentat este invariant cu modificarea geometriei domeniului spaţial Ω şi a formei elementelor. Probleme cu caracteristici de material neomogene se tratează în mod similar, alegînd frontierele elementelor încît să coincidă cu interfeţele de material.

În implementarea pe calculator a algoritmului prezentat se pot realiza subprograme specializate pentru discretizarea domeniului Ω şi pentru calculul matricilor elementale care apar în modelul cu elemente finite [1]. În lucrare s-a utilizat procedeul lui Galerkin pentru obţinerea ecuaţiilor discretizate spaţial însă în multe probleme ale fizicii matematice aceste ecuaţii se pot obţine folosind şi principii variaţionale [1], [6].

Bibliografie

[1] *Hueber, K.* The finite element method for engineers, New-York, 1975.

[2] *Cavin, R. K., Tandon, S. C* Distributed parameter system optimum design via finite element discretization. In: Automatica, **vol. 13,** number, 1977, IFAC.

[3] *Brătianu, C.* Metode cu elemente finite în dinamica fluidelor, Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1983.

[4] *Lee, H. E., Shen, W. C.* Optimal control of a class of distributed-parameter systems using gradient methods. In: PROC. TEE, **vol. 116,** No. 7, July 1969.

[5] *Călin, S., Belea, C.* Sisteme automate complexe, Ed. tehnică, Bucureşti, 1973.

[6] *Cârstea, I.* Calculul cîmpului electrostatic prin metoda elementelor finite. În: Electrotehnica, Electronica, Automatica, nr. 5, 1982.

[7] *Marciuk, I. G.* Metode de analiză numerică, Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1983.

CZ 621.314

Asupra calculului transformatoarelor de curent pentru răspuns tranzitoriu de precizie impusă

NICOLAE PĂDURARU, PETRE TUȘALIU, VASILE SCARLAT, RADU CHELARU* – CRAIOVA

Introducere

Transformatoarele de măsură, prin gabarite, posibilități de achiziționare și cheltuieli de exploatare, sînt produse minore, însă pentru o funcționare sigură a instalațiilor de producere, distribuție și utilizare a energiei electrice ele sînt foarte importante și de neînlocuit.

Fără acestea nu ar putea funcționa în condiții sigure sistemul energetic și nu ar fi posibilă măsurarea energiei electrice produsă și livrată, într-un mod cît mai economic [1, 2, 3].

Condițiile tehnice pentru înfășurările de protecție sînt deosebite întrucît, pentru a nu compromite stabilitatea unui sistem energetic de înaltă tensiune, un defect trebuie semnalizat corect pentru a permite eliminarea sa în cel mult 250 ms.

Necesitatea realizării unor transformatoare de curent pentru un răspuns tranzitoriu impus (normat), a condus la apariția unor lucrări utile în acest sens [4, 5, 6, 7], precum și la încercarea de normalizare pe plan internațional a condițiilor tehnice specifice acestor aparate [8].

În cele ce urmează se face prezentarea considerentelor teoretice care au condus la elaborarea unei metodici de calcul a înfășurării de protecție detinată să satisfacă una din clasele de măsură pentru protecție, specifică regimului tranzitoriu, în conformitate cu lucrările CEI și care s-a aplicat cu succes în asimilarea unei noi serii de transformatoare de curent de 123 kV.

1. Transmisia curentului de scurtcircuit prin transformatorul de curent

Curentul de asimetrie maximă ce apare în condițiile unui scurtcircuit într-o rețea de înaltă tensiune, ca și curentul primar pentru transformatorul de curent se poate reprezenta printr-o expresie de forma [1, 2, 3]:

$$i_p = \sqrt{2}\, I_{psc}\left(e^{-\frac{t}{T_p}} - \cos \omega t\right); \qquad (1)$$

unde:

I_{psc} este curentul primar nominal simetric de scurtcircuit;

T_p — constanta de timp a circuitului primar.

Schema echivalentă a unui transformator de curent (fig. 1) permite scrierea următoarelor ecuații diferențiale:

$$\frac{di_0}{dt} + \frac{1}{T_s} \cdot i_0 = q \cdot \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{Ts}\, ip, \qquad (2)$$

în care:

i_0 — curentul de magnetizare;

T_s — constanta de timp a circuitului secundar.

$$T_s = \frac{L_0 + L_s}{R_s} \approx \frac{L_0}{R_s} \text{ și } q = \frac{L_s}{L_0 + L_s} \approx \frac{L_s}{L_0}.$$

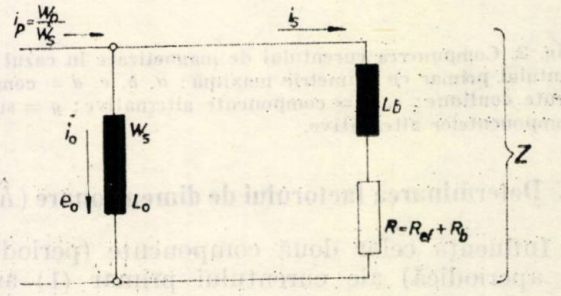


Fig. 1. Schema echivalentă a transformatorului de curent.

Rezolvînd sistemul de ecuații (1) și (2) se obține pentru curentul de magnetizare expresia:

$$i_0 = \sqrt{2}\, I_{psc}\left[\frac{T_p - qT_s}{T_p - T_s}\left(e^{-t/T_p} - e^{-t/T_s}\right) + \right.$$

$$\left. + qe^{-t/T_s} - \left(\frac{1}{T_s\omega} \sin t + q \cos \omega t\right)\right], \qquad (3)$$

întrucît inducția instantanee în miez, poate fi pusă sub forma:

$$b = c\ i_0, \qquad (4)$$

în care constanta c depinde de caracteristicile miezului și de numărul de spire, atunci atît

* Ing. *Păduraru N.* — CCSIT „Electroputere"; ing. *Tușaliu P.* — Facultatea de electrotehnică; ing. *Scarlat V.* — Fabrica de aparataj „Electroputere"; ing. *Chelaru R.* — Facultatea electrotehnică — Universitatea-Craiova.

curentul magnetizat, cît şi inducţia prezintă o componentă periodică staţionară.

În figura 2 se prezintă componentele lui i_0 şi b, descompuse la rîndul lor pe subcomponente pentru o mai comodă înţelegere a rolului fiecăruia în transmisia curenţilor cu asimetrie maximă.

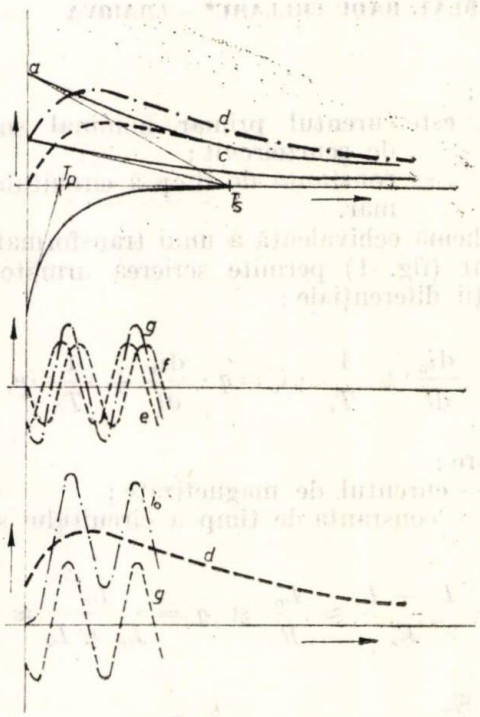


Fig. 2. Compunerea curentului de magnetizare în cazul curentului primar cu asimetrie maximă: a, b, c, d = componente continue; e, f, = componente alternative; g = suma componentelor alternative.

2. Determinarea factorului de dimensionare ($\hat{K}_{tf}$)

Influenţa celor două componente (periodică şi aperiodică) ale curentului primar (1) asupra fluxului impus transformatorului, se prezintă în figura 3a.

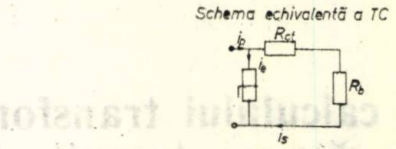
Efectele saturaţiei sînt arătate în figura 3b, unde pentru simplificare se prezintă o caracteristică de magnetizare din două trepte, acceptîndu-se astfel un nivel de saturaţie bine definit.

Din analiza efectuată se observă că o importantă distorsiune apare atunci cînd nivelul de saturaţie (A — B) este depăşit. Metoda de determinare a factorului de dimensionare, necesar pentru a evita saturaţia, în raport cu fluxul maxim în regim sinusoidal are la bază următoarele ipoteze:

— circuitul magnetic este complet demagnetizat în stadiul iniţial;

— distribuţia fluxului este uniformă şi înfăşurările sînt repartizate uniform;

— sarcina secundară totală este pur rezistivă;



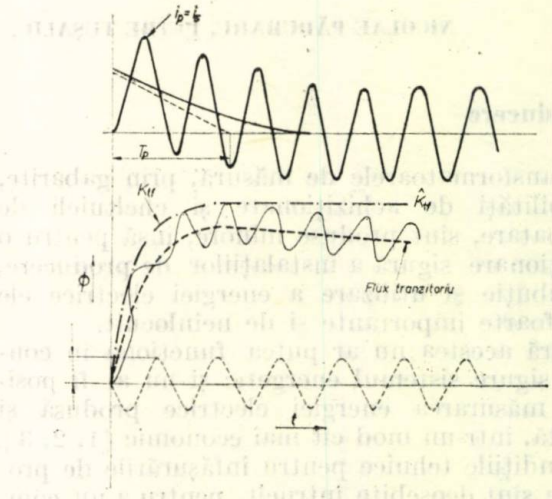


Fig. 3a. Efectul componentei aperiodice a curentului primar de defect asupra fluxului în circuitul magnetic.

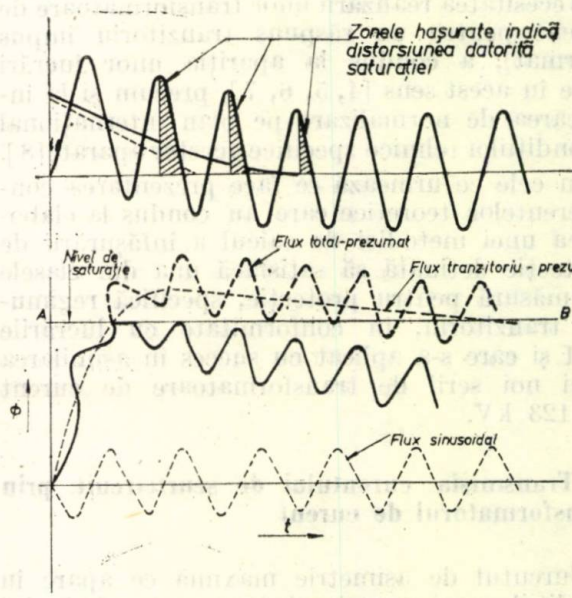


Fig. 3b. Efectul saturaţiei tranzitorii (sarcină secundară rezistivă, caracteristică magnetică liniară cu nivel de saturaţie definit A — B).

— impedanţa de magnetizare este pur inductivă.

Aceste ipoteze permit o reprezentare simplificată a transformatorului de curent şi conduc la o soluţie generală:

Φdc — fluxul instantaneu datorat componentei aperiodice;

Φac — fluxul instantaneu datorat componentei alternative.

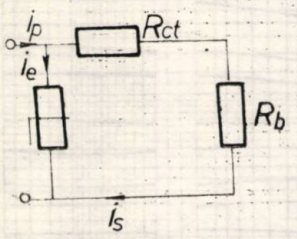


Fig. 4. Schema echivalentă simplificată a transformatorului de curent, pe baza ipotezelor de la punctul 2.

$$\Phi = \Phi dc + \Phi ac = \Phi ac \left[-\sin \omega t + \frac{\omega \cdot T_p T_s}{T_p - T_s} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot (e^{-t/T_p} - e^{-t/T_s}) \right]. \quad (5)$$

Se obţine astfel un factor de dimensionare parţial pentru un regim tranzitoriu (un singur scurtcircuit):

$$K_{tf} = \left[1 + \frac{\omega \cdot T_p T_s}{T_s - T_p} (e^{-t/T_p} - e^{-t/T_p}) \right]; \quad (6)$$

obţinut din relaţia (5), făcînd sin $\omega t = -1$ (pentru a putea aprecia valoarea maximă a fluxului luat în consideraţie, în scopul evitării demagnetizării).

K_{tf} are valoare maximă pentru:

$$t = t_m = \frac{T_p \cdot T_s}{T_s - T_p} \ln \frac{T_s}{T_p}. \quad (7)$$

La $t = t_m$ se obţine valoarea maximă a factorului de dimensionare $\hat{K}_{tf}$.

Această valoare se va lua în consideraţie dacă la un scurtcircuit unic nu este admisă saturaţia, atunci va fi necesară o valoare $\hat{K}_{td}$ mai mare decît $\hat{K}_{tf}$.

În figura 5 se prezintă răspunsul tranzitoriu al unui transformator.

Porţiunile A, B, C, (fig. 5 a, b, c, d), transpun evoluţia fluxului în timpul primului scurtcircuit, fluxul iniţial fiind nul, descreşterea exponenţială a fluxului pe durata T_{fr} (timpul de repetiţie a unui efect) şi evoluţia fluxului în timpul celui de al doilea scurtcircuit.

În timpul celui de al doilea scurtcircuit, fluxul acestuia se suprapune fluxului ce a descrescut exponenţial.

Factorul total de dimensionare de regim tranzitoriu K_{td} va fi suma celor doi factori de

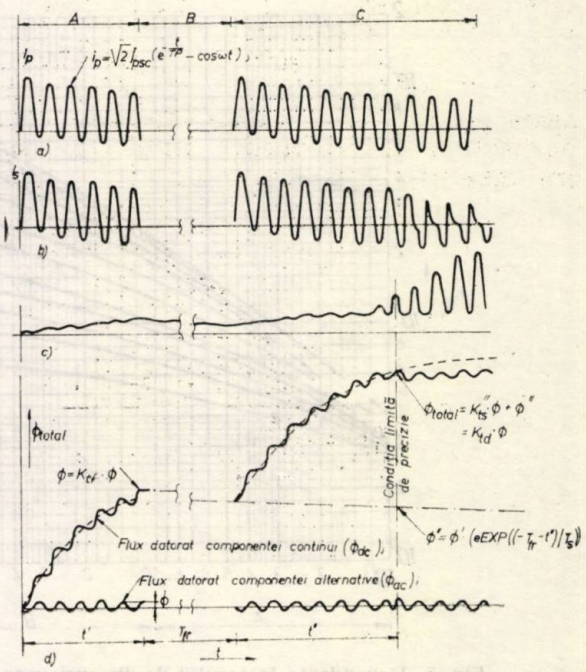


Fig. 5. Răspunsul tranzitoriu al transformatorului de curent: a. curent primar de defect cu asimetrie maximă; b. cutentul secundar; c. curentul de eroare; d. fluxul echivalent în circuitul magnetic.

dimensionare intermediari K'_{tf} şi K''_{tf}, obţinuţi cu relaţia:

$$K_{td} = \left[\frac{\omega T_p T_s}{T_s - T_p} (e^{-t'/T_s} - e^{-t'/T_p}) + 1 \right] \cdot$$

$$\cdot e^{\frac{-T_{fr} + t''}{T_s}} + \frac{\omega \cdot T_p T_s}{T_s - T_p} \cdot$$

$$\cdot (e^{t'''/T_s} - e^{-t'''/T_p}) + 1. \quad (8)$$

Factorul de dimensionare, este util pentru a calcula tensiunea limită de precizie:

$$U_{a1} = K_{ssc} \cdot K_{td} \cdot R_s \cdot I_{sn}, \quad (9)$$

unde:

K_{ssc} este factor nominal de scurtcircuit simetric;

R_s — rezistenţa ohmică a circuitului secundar;

I_{sn} — curentul secundar nominal.

Pentru a obţine valori cît mai mici pentru K_{td}, se observă (8) că t'' poate fi t_D, adică un timp relativ mai mic, corespunzător admisibilităţii deja a saturaţiei. De asemenea, se obţin efecte importante în reducerea lui K_{td} prin reducerea constantei de timp T_s, constructiv posibilă prin introducerea de întrefier.

Se va ţine seama însă că prin descreşterea lui T_s se obţine o creştere a erorii, în special cea de fază.

În figura 6 sînt prezentate caracteristicile: $\hat{K}_{tf} = f(T_s)$, de unde se poate determina grafic

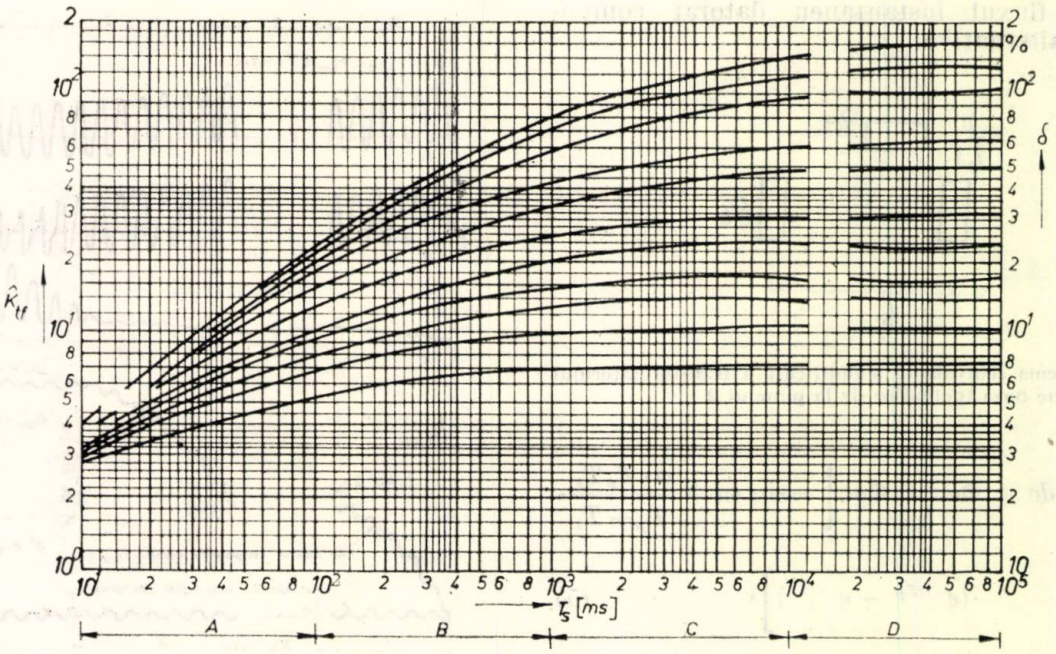


Fig. 6. Dependența factorului de dimensionare K_{tf} de constantele de timp ale transformatorului (T_s) și rețelei T_p).

factorul de dimensionare cunoscînd clar eroarea de fază (unghi) admisă și constanta de timp a rețelei.

3. Determinarea constantei de timp a înfășurării secundare (T_s)

Se pleacă de la relația de definire :

$$T_s = \frac{L_0 + L_s}{R_s}.$$

Considerînd sarcina secundară pur ohmică și fluxul de scăpări zero (înfășurarea secundară uniform distribuită), rezultă :

$$T_s = \mu_{de} \frac{q_{Fe} \cdot W_s^2}{l_m \cdot R_s}, \qquad (10)$$

în care :

$\mu_{de} = \dfrac{dB}{di_0}$ — permeabilitatea magnetică echivalentă (absolută) ;

q_{Fe} — secțiunea eficace a miezului ;

l_m — lungimea circuitului magnetic ;

R_s — rezistența ohmică a circuitului secundar.

Ținînd seama că secțiunea eficace a miezului este :

$$q_{Fe} = \frac{U_{a1}}{4{,}44\, f B_s W_s} = \frac{2K_{tf} \cdot K_{ssc} \cdot R_s \cdot I_{sn}}{B_s \cdot W_s}, \qquad (11)$$

constanta de timp a înfășurării secundare rezultă :

$$T_s = \mu_{de} \frac{\sqrt{2}\, I_{psc}\, W_p\, K_{tf}}{\omega\, B_s \cdot l_m}. \qquad (12)$$

Cu ajutorul valorii T_s din condiția de erori admisibile în regim tranzitoriu, rezultă :

$$\mu_{de} = \frac{T_s \cdot \omega \cdot B_s \cdot l_m}{\sqrt{2}\, I_{psc} \cdot W_p \cdot K_{tf}}. \qquad (13)$$

4. Calculul întrefierului pentru transformatorul liniarizat

Permeabilitatea magnetică echivalentă la circuitul magnetic feros cu întrefier este :

$$\mu_{de} = \frac{1}{\dfrac{\Sigma l_\delta}{\mu_0 l_{Fe}} + \dfrac{1}{\mu_d}} = \frac{1}{D\mu + \dfrac{1}{\mu_d}}, \qquad (14)$$

în care :

μ_d este permeabilitatea absolută diferențială (se obține din curba $H = f(B)$) ;

$D\mu = \dfrac{\Sigma\, l_\delta}{\mu_0\, l_{Fe}}$ — coeficient de demagnetizare ;

l_δ — lungimea întrefierului ;

întrucît la miezul cu întrefier avem :

$$D\mu \gg \frac{1}{\mu_d}, \qquad (15)$$

și ținînd seama că:

$$I_{Fe} \approx l_m,$$

rezultă: $$l_\delta = k \frac{\sum l_\delta}{m}, \quad (16)$$

în care:

m este numărul de întrefieruri;
k — factorul de corecții în funcție de numărul de întrefieruri:

$$\sum l_\delta = \frac{\mu_0 l_m}{\mu\, de}. \quad (17)$$

5. Eroarea în regim stabilizat ε_{is} și constanta de timp secundară (T_s) — relația de legătură

Considerînd pentru curentul de magnetizare i_s numai componenta staționară (aceasta determinînd ε_{is}) rezultă [1, 3]

$$\varepsilon_{is} = \sqrt{\frac{1 + \mathrm{tg}^2\beta}{1 + (\omega T_s)^2}} \cdot 100\ [\%], \quad (18)$$

în care:

$$\mathrm{tg}\ \beta = \frac{\omega L_b}{R_s}. \quad (19)$$

Ținînd cont de (10) rezultă:

$$\varepsilon_{is} = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega T_s)^2}} \cdot 100\ [\%], \quad (20)$$

pentru sarcină pur rezistivă.

6. Relația de legătură între eroarea procentuală și eroarea de fază (unghi)

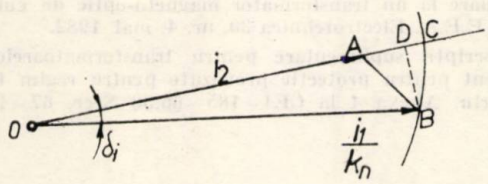


Fig. 7. Legătura dintre eroarea procentuală și eroarea de fază.

În corelație cu figura 7 rezultă:

$$\delta_i = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{\text{arc } CB}{OB} \quad (21)$$

deoarece chiar pentru un unghi $\delta i = 10°$,

$$\begin{aligned} AB &\geqslant DB, \\ CB &\approx DB, \end{aligned} \quad (22)$$

rezultă: $$|\delta_i| \leqslant \frac{180}{\pi} \cdot \frac{AB}{OB}; \quad (23)$$

deci: $$|\delta_i| \leqslant \frac{1{,}8}{\pi} \cdot \varepsilon_i. \quad (24)$$

7. Verificarea erorii în regim de scurteircuit simetric

Ținînd seama de schema echivalentă a transformatorului de curent (fig. 1) rezultă că eroarea este determinată (indiferent de regimul de funcționare), în principal de curentul de pe ramura de magnetizare.

Acest curent se poate determina prin alimentarea înfășurării secundare (primarul fiind deschis) cu tensiunea limită de precizie U_{al}, (9), denumită și tensiunea la curent de saturație (tensiunea de la a cărei creștere cu 10% duce la o creștere a curentului de magnetizare de 50—100%); pentru această situație schema de principiu este cea din figura 8.

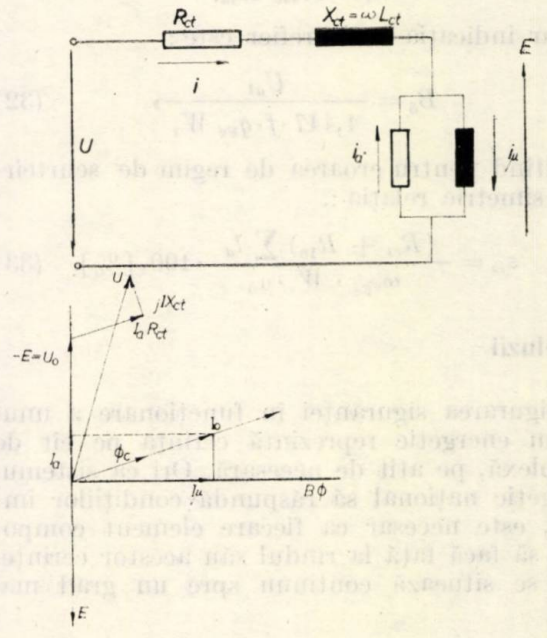


Fig. 8. Schema de principiu la verificarea erorii de regim simetric.

În conformitate cu figura 8:

$$I_a = \frac{P_{Fe}}{U_0}. \quad (25)$$

În cazul circuitului magnetic cu întrefier $I_\mu \geqslant I_a$ și deci $I_\mu \approx I_0$.

Cunoscînd că în regimul $X_{ct} \approx 0$, rezultă:

$$U = \sqrt{E^2 + (I\mu \cdot R_{ct})^2}. \quad (27)$$

Pe de altă parte, curentul de magnetizare se poate scrie :

$$I_0 = \frac{B \cdot l_{Fe}}{\mu_a} + \frac{B \sum l_\delta}{\mu_0} = \sqrt{I_0^2 + I_\mu^2} \cdot \quad (28)$$

Ţinînd însă seama de (26) rezultă :

$$I_\mu = \frac{B_\delta \cdot \sum l_\delta}{\sqrt{2}\,\mu_0}, \quad (29)$$

în care :

B_δ este inducţia în întrefier.

Se consideră $B_\delta \approx B_s$.

Cunoscînd eroarea în regim de scurtcircuit simetric, ca o eroare compusă, rezultă că :

$$\varepsilon_{is} = \frac{I_\mu}{n_t \cdot I_{sn}}, 100, [\%]. \quad (30)$$

Cu ajutorul relaţiilor (29) şi (30) se obţine :

$$is = \frac{B_\delta \cdot \sum l_\delta}{\sqrt{2}\mu_0 \cdot n_t \cdot I_{sn}}; \quad (31)$$

$$n_t = K_{ssc} \cdot K_{td}.$$

Dar indicaţia în intrefier este :

$$B_\delta = \frac{U_{al}}{4{,}447 \cdot f \cdot q_{Fe} \cdot W_s}, \quad (32)$$

rezultînd pentru eroarea de regim de scurtcircuit simetric relaţia :

$$\varepsilon_{is} = \frac{(R_{ct} + R_{10}) \sum l_d}{\omega q_{Fe} \cdot W_s \cdot \mu_0} \cdot 100, [\%]. \quad (33)$$

Concluzii

Asigurarea siguranţei în funcţionare a unui sistem energetic reprezintă cerinţa pe cît de complexă, pe atît de necesară. Ori ca sistemul energetic naţional să răspundă condiţiilor impuse, este necesar ca fiecare element component să facă faţă la rîndul său acestor cerinţe, care se situează continuu spre un grad mai mare de severitate. Astfel şi transformatoarelor de măsură de curent, ca elemente aparent „minore" ale sistemului energetic li se impun condiţii tehnico-funcţionale relativ pretenţioase, obligîndu-le să aibă un răspuns tranzitoriu de o anumită precizie (impusă).

Lucrarea elaborată pe baza experienţei de proiectare şi de fabricaţie acumulate, precum şi a literaturii tehnice de specialitate constituie o metodică de proiectare a transformatoarelor de curent pentru răspuns tranzitoriu de precizie impusă, experimentată şi aplicată la „Electroputere"-Craiova.

În cadrul lucrării pe baza analizei de regim tranzitoriu a transmisiei curentului de scurtcircuit prin transformatorul de curent, se determină factorul de dimensionare, constanta de timp a înfăşurării secundare, permeabilitatea magnetică echivalentă, întrefierul pentru transformatorul liniarizat, precum şi erorile procentuale şi de fază cu dependenţele dintre acestea.

Bibliografie

[1] *Kopečck, J., Dvorak, M.* Transformatoare de măsură. (Trad. din limba cehă). Bucureşti, Edit. tehnică, 1970.

[2] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

[3] *Gheorghiu, N.* Aparate şi reţele electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1971.

[4] *Mujinschi, E.*, ş.a. Cercetări pentru determinarea caracteristicilor de izolaţie a transformatoarelor de măsură cu izolaţie ulei — hîrtie. În : Lucrări ICEMENERG, 1975.

[5] *Mujinschi, E.*, ş.a. Cercetări privind comportarea în exploatare şi măsuri de îmbunătăţire a calităţii transformatoarelor de măsură turnate în răşină epoxidică. În : Lucrări ICEMENERG, 1976.

[6] *Mujinschi, E.*, ş.a. Răspunsul în regim tranzitoriu al transformatoarelor de curent de 110—220 kV, utilizate pentru alimentarea protecţiilor cu relee rapide. În : Supliment Energetica, 1981.

[7] *Soran, I. F., Tănase, M. E.* Calculul factorului de transformare la un transformator magneto-optic de curent. În : E.E.A. Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982.

[8] Prescripţii suplimentare pentru transformatoarele de curent pentru protecţie prevăzute pentru regim tranzitoriu. Anexa 4 la CEI—185—66.38 Secr. 67—1980.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt .tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90 int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul : Întreprinderea poligrafică *INFORMAŢIA“*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2421.

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONTI KÖNYVTÁR 1983

1984 DEC

E2040/1

Energia
REFERATIVA

XXXV

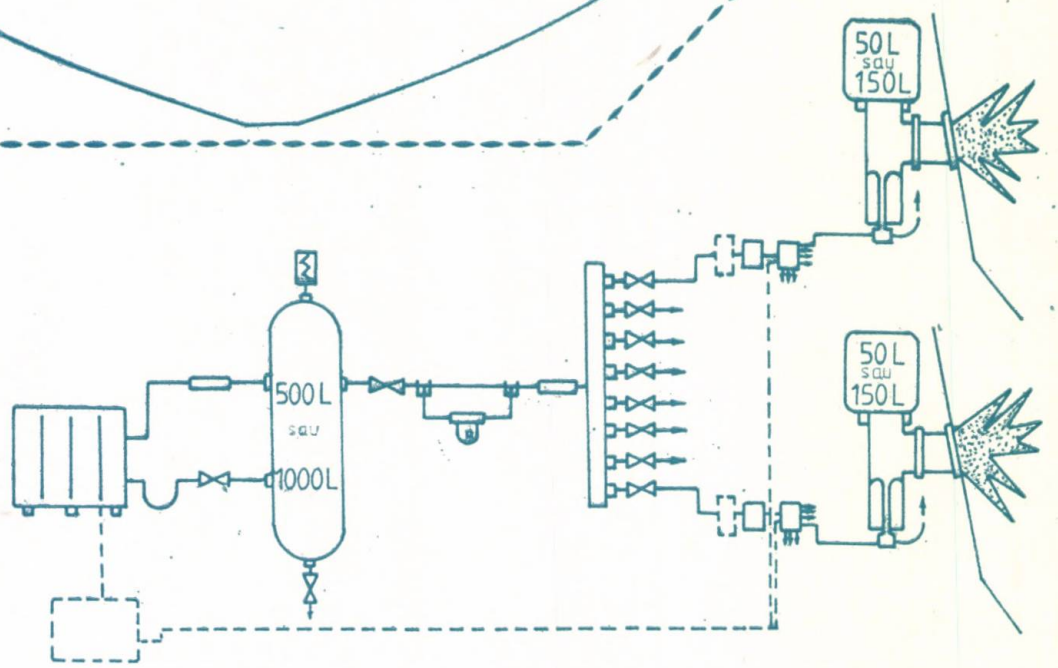
a 35-a aniversare
electroputere
CRAIOVA 1984

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 32 • NR. 7 • SEPTEMBRIE 1984

ELECTROPUTERE
CRAIOVA
Calea București 144, Telefon 44494, Prefix 941, Telex 41234

Instalație pentru desfundat silozuri cu tunuri pneumatice



Tunul cu aer comprimat tip BIG-BLASTER se poate folosi acolo unde există depozite sau silozuri de: cenușă, zgură, calcar, ciment, cărbune, minereu, nisip, aşchii, lut, săruri minerale, soia, furaje, rumeguș, cereale, pulberi.

Tunul cu aer comprimat utilizează o rețea proprie de aer comprimat.

Lucrează la presiuni cuprinse între 6 — 10 bar, cu rezultate mai bune la presiune mai mare.

Frecvența maximă de acționare este de 12 „împușcături" pe minut.

AVANTAJELE TUNULUI CU AER COMPRIMAT

— Consum redus de energie.
— Silențiozitate. Zgomotul aerului comprimat care se destinde este absorbit aproape în întregime de materialele vrac.
— Construcție robustă. Întreținere minimă.
— Montare și deservire simplă.
— Securitatea muncii.
— Procedeu fiabil.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 7 septembrie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

Editorial :

Ion Licu : **„Electroputere" pe coordonatele tehnicii celei mai înaintate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 257

CZ 621.315.62

IZOLAȚIE IN SF_6

Ogrezeanu, Șt. ș. a. : **Cercetări privind izolația celulei în anvelopa metalică de 123 kV în SF_6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 260

Lucrarea prezintă rezultatele cercetărilor de izolație, teoretice și experimentale efectuate la Electroputere, care au condus la extinderea folosirii celulei în anvelopă metalică de 123 kV cu izolație în SF_6, asimilată prin concepție proprie, la domeniul de tensiuni 72,5 ... 170 kV.

CZ 621.319.1(0142) :621.316.57

COMUTAȚIA BATERIEI DE CONDENSATOARE

Curcanu, G., Drăghici, I., Tușaliu, P. : **Cercetări și experimentări privind comutația întreruptorului tip IUP-M-27,5 kV/1250 A în regim capacitiv.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 264

Se prezintă o nouă variantă constructivă de cameră de stingere pentru întreruptorul tip IUP-M-27,5 kV/1250 A pentru ridicarea performanțelor de comutație a aparatului în regim capacitiv.

CZ 621.316.17 :621.314

IZOLAȚIE ÎN SF_6
ÎNCERCARE LA PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE

Marinescu, A. : **Utilizarea transformatorului de tensiune încorporat pentru încercarea instalațiilor capsulate în SF_6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 268

În lucrare se analizează posibilitățile oferite de tehnica de producere a supratensiunilor de comutație prin inducție electromagnetică în transformatorul de tensiune inductiv din instalațiile capsulate în SF_6 și se prezintă schema și rezultatele unei asemenea încercări.

CZ 621.355.2 621.314.6

LOCOMATIVE DIESEL — ELECTRICE
REDRESOARE CU SILICIU

Picu, I., Popescu, C. : **Dezvoltarea fabricației de redresoare pentru locomotive la „Electroputere".**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 270

În lucrare se descrie construcția și încercările redresoarelor utilizate la locomotivele diesel-electrice cu transmisie c.a., c.c.

CZ 621.3 :621.355.2 :537.12

ECHIPAMENTE ELECTRICE
ELECTRONICĂ DE PUTERE

Cărășel, V., ș.a. : **Extinderea gamei echipamentelor electrice bazate pe electronica de putere la întreprinderea „Electroputere" — Craiova.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 277

Se prezintă noi tipuri de acționări electrice realizate la întreprinderea „Electroputere", bazate pe electronica de putere, care împreună cu acționările pentru foraj petrolier întregesc preocupările din acest domeniu.

CZ 621—8 :621.33

ACȚIONĂRI ELECTRICE VEHICULE DE TRACȚIUNE FEROVIARĂ

Lulelaru, O. : **Rama electrică de 1 870 kW și considerații privind sporirea capacității de transport a ramelor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 281

Este prezentat primul tip de rama electrică suburbană de fabricație românească cu avantajele pe care le aduce acest mijloc de transport modern în traficul de călători pe calea ferată. De asemenea, se analizează patru variante de ramă electrică, din care o variantă este propusă pentru a fi asimilată în anii viitori.

CZ 621.317.7 :621.3.045.5

MAȘINI SINCRONE
COLIVII DE AMORTIZARE SAU DE PORNIRE

Cristea, D. N. ș.a. : **Colivii de amortizare sau de pornire la mașinile sincrone cu poli înecați.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 284

Lucrarea abordează modul în care s-au realizat condițiile de amortizare a generatoarelor sincrone și de pornire ale motoarelor sincrone în cazul mașinilor sincrone cu poli înecați. Se prezintă modul de realizare constructivă și rezultatele obținute.

CZ 621.314.5 :621.317.31 :621.3.015

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
MĂSURAREA CURENTULUI
CONVERSIE TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Gaber, E. : **Erorile de măsură a curentului din rețelele de înaltă tensiune prin metoda conversiei tensiune-frecvență — tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** nr. 7, sep 1984, p. 287

La măsurarea unui semnal variabil în timp cu circuite convertoare tensiune-frecvență și frecvență-tensiune apar erori suplimentare față de erorile de regim static, specificate uzual. În lucrare sînt analizate erorile dinamice ale unui lanț de telemăsură bazat pe acest principiu, cu aplicație la măsurarea curentului, prin rețelele de înaltă tensiune, cu transmitere optoelectronică a informației.

NOTE 293

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕДОВАЯ СТАТЬЯ

Ион Лику; **„Электропутере" на координатах самой передовой техники.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** № 7 сентябрь 1984, стр. 257

УДК 621.315.62

ИЗОЛЯЦИЯ В SF_6

Огрезяну, Шт. и др.; **Исследования в связи с элементом в металлической оболочке, 123 кВ в SF_6.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр. 260

В работе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований, проводимых на предприятии „Электропутере" и приведших к расширению применения элемента в металлической оболочке, 123 кВ с изоляцией в SF_6, освоенного в собственной концепции, в диапазоне напряжений 72,5 ... 170 кВ.

УДК 621.319.1 (0142): 621.316.57

КОММУТАЦИЯ БАТАРЕИ КОНДЕНСАТОРОВ

Куркану, Г., Дрэгич, И., Тушалиу, П.; **Исследования и эксперименты в области коммутации выключателя типа IUP-M-27,5 кВ/1250 А в ёмкостном режиме.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7 сентябрь 1984, стр. 264

Представлен новый конструктивный вариант дугогасительной камеры для выключателя типа IUP-M-27,5 кВ/1250 А для повышения качественных показателей коммутации аппарата в ёмкостном режиме.

УДК 621.316.17: 621.314

ИЗОЛЯЦИЯ В SF_6

ИСПЫТАНИЕ НА ПРИВЕДЕНИЕ В ДЕЙСТВИЕ

Маринеску, А.; **Использование встроенного трансформатора напряжения для испытания установки, полностью погруженной в SF_6**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7 сентябрь 1984, стр. 268

В работе анализируются возможности, создаваемые техникой производства сверхнапряжений коммутации за счёт электромагнитной индукции в индуктивном трансформаторе напряжения установки, полностью погруженной в SF_6 , и представляется схема и результаты подобного испытания.

УДК 621.355.2: 621.314.6

ДИЗЕЛЬ-ЭЛЕКТРОВОЗ

КРЕМНИЕВЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Пику, И., Попеску, К.; **Развитие производства выпрямителей для электровозов на предприятии „Электропутере".**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр. 270

В работе описываются конструкция и испытания выпрямителей, используемых в дизельных электровозах с передачей переменный ток, постоянный ток.

УДК 621.3: 621.355.2: 537.12

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Кэрэшел, В. и др.; **Расширение гаммы электрооборудования на основе силовой электроники на предприятии „Электропутере" — Крайова.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр. 277

Представляются новые типы электроприводов, созданных на основе силовой электроники на предприятии „Электропутере", которые совместно с приводами для нефтянного бурения пополняют исследования в этой области.

УДК 621-8: 621.33

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ

СРЕДСТВА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТЯГОВОГО ТРАНСПОРТА

Лулелару, О.; **Электрическая рама в 1870 кВт и соображения, относительно роста транспортирующей способности электрических рам.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр. 281

Представлен первый тип пригородной электрической рамы румынского производства с преимуществами данного вида .новейшего транспорта на железнодорожных путях сообщения. Одновременно анализируются 4 варианта электрических рам, причём один вариант предложен для введения в эксплуатацию в ближайшие годы.

УДК 621.317.7: 7: 621.3.045.5

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

КЛЕТКИ АМОРТИЗАЦИОННЫЕ ИЛИ ПУСКОВЫЕ

Кристя, Д. Н. и др. **Амортизационные или пусковые клетки в синхронных машинах .с утопленными полюсами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр.284

Представлен конструктивный способ осуществления и полусенные резулътаты.

УДК 621.314.5: 621.317.31: 621.3.015

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА

Габер, Ф.; **Погрешности измерения тока в сетях высокого напряжения методом преобразования напряжение-частота-напряжение.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32,** №7, сентябрь 1984, стр. 287

При измерении сигнала, меняющегося во времени, с помощью преобразующих цепей напряжение — частота и частота — напряжение появляются дополнительные погрешности по сравнению с погрешностями статического режима, объясняемыми практически. В работе анализируются динамические погрешности телемерной цепи, основанной на этом принципе, с применением в измерении тока сетей высокого напряжения с оптоэлектронной передачей информации.

Примечания 293

INHALT

Leitartikel

Ion Licu : **„Electroputere" in den Koordonaten der neuesten Technik**

E.E.A.—**Electrotehnica 32,** Nr. 7, Sept. 1984, S. 257

DK 621.315.62

ISOLATION IN SF_6

Ogrezeanu, St. u.a. : **Untersuchungen bezüglich der Zellenisolation in metallischer Hülle von 123 kV in SF_6 .**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** Nr. 7, Sept. 1984, S. 260

Die Arbeit stellt die theoretischen und praktischen Ergebnisse der Isolationsuntersuchungen die bei „Electroputere" durchgeführt wurden, dar. Diese führten zur Erweiterung der Verwendung der Zelle in metallischer Hülle von 123 kV mit einer Isolation in SF_6, die durch eigene Konzeption in den Spannungsgrenzen 72,5 ... 170 kV assimiliert sind.

DK 621.319.1(0142) :621.316.57

KOMMUTATION DER KONDENSATORENBATTERIE

Curcanu, G., Drăghici, I., Tuşaliu, P. : **Untersuchungen und Experimente bezüglich der Kommutation des Schalters vom Typ IUP-M-27,5 kV/1250 A im kapazitivem Bereich.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32,** Nr. 7, Sept. 1984, S. 264

Es wird eine neue konstruktive Variante der Löschkammer für den Schalter vom Typ IUP-M-27,5 kV/1250 A für die Erhöhung der Kommutationsperformanzen des Gerätes im kapazitiven Bereich, dargestellt.

DK 621.316.17 :621.314

ISOLATION IN SF_6
VERSUCH BEI DER IMBETRIEBNAHME

Marinescu, A. : **Verwendung des Spannungstransformators für den Versuch der gekapselten Einrichtungen in SF_6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 268

In der Arbeit werden die dargelegten Möglichkeiten in der Technik für die Produktion der Schalüberspannungen durch elektromagnetische Induktion in induktivem Spannungstransformator aus den gekapselten Einrichtungen in SF_6 analysiert und man stellt das Schema und die Ergebnisse eines solchen Versuches dar.

DK 621.355.2 :621.314.6

ELEKTRISCHE DIESEL-LOKOMOTIVE
SILIZIUMGLEICHRICHTER

Picu, I., Popescu, C. : **Entwicklung der Herstellung von Gleichrichter für Lokomotiven in „Electroputere".**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 270

In der Arbeit werden die Konstruktion und die Versuche der Gleichrichter bei der Anwendung von elektrischen Diesel-Lokomotiven mit Gleichstrom-Wechselstrom-Übertragung, beschrieben.

DK 621.3 :621.355.2 :537.12

ELEKTRISCHE AUSRÜSTUNGEN
LEISTUNGSELEKTRONIK

Cărăşel, V., u. a. : **Erweiterung der elektrischen Ausrüstungsskala auf Grund der Leistungselektronik im „Electroputere"-Unternehmen Craiova.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 277

Es wurden neue Typen der elektrischen Antriebe die in „Electroputere" hergestellt sind, dargelegt, die sich auf die Leistungselektronik stützen und zusammen mit den Antrieben für die Bohrungen formen sie die Ideen dieses Bereiches.

DK 621 – 8 :621.33

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
EISENBAHNFAHRZEUGE

Lulelaru, O. : **Elektrischer Rahmen von 1870 kW und Bemerkungen bezüglich der Erhöhung für die Transportkapazität der elektrischen Rahmen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 281

Man beschreibt den ersten Typ des elektrischen Rahmens von rumänischer Herstellung mit den Vorteilen dieses neuen Transportmittels für Personenverkehr mit der Eisenbahn. Gleichfalls werden 4 Varianten für die elektrische Rahmen analysiert, wobei man eine Variante für die nächsten Jahre assimilieren könnte.

DK 621.317.7 :621.3.045.5

SYNCHRONE MASCHINEN
DÄMPFUNGS- ODER ANLAUFSKÄFIGE

Cristea, D. N., u. a. : **Dämpfungs- oder Anlaufskäfige bei Synchronmaschinen mit Innenpolen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 284

Die Arbeit beschreibt die Art in der die Dämpfungsbedingungen der Synchrongeneratoren und der Anlaufbedingongen der Synchronmotoren im Fall der Synchronmaschinen mit Innenpole durchgeführt wurde. Es werden die konstruktive Herstellungsart und die erhaltenen Ergebnisse dargestellt.

DK 621.314.5 :621.317.31 :621.3.015

TECHNIK DER HOSCHPANNUNGEN
STROMMESSUNG
SPANNUNGS — FREQUENZUMSETZUNG

Gaber, E. : **Strommessfehler aus den Hochspannungsnetzen mit Hilfe der Methode der Umsetzung Spannung — Frequenz — Spannung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, Nr. 7, Sept. 1984, S. 287

Bei der Messung eines variablen Signals in Zeit mit Umsetzer Spannung — Frequenz und Frequenz — Spannung erscheinen neue Fehler im Gegensatz zu den Fehler des statischen Bereichs die immer spezifiziert sind. In der Arbeit werden die dynamischen Fehler einer Fernmessungskette, die sich auf diesem Prinzip stützt mit einer Anwendung der Strommessung, durch Hochspannungsnetze mit optoelektronischer Übertragung der Information, analysiert.

BEMERKUNGS. 293

CONTENTS

EDITORIAL

Ion Licu : **„Electroputere" on the most advanced technic coordinates.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 257

DC 621.315.62

INSULATION IN SF_6

Ogrezeanu, St. a.o. : **Researches concerning the cell insulation in 123 kW metallic type in SF_6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept. 1984, p. 260

The work presents the results of theoretical and experimental studies concerning insulation, done at Electroputere, and which lead to the extensive use of the cell in 123 kW metallic type with SF_6 insulation, assimilated in a personal conception at the 72,5 ... 170 kV voltage range.

DC 621.319.1(0142) :621.316.57

CONDENSER BARRIER COMMUTATION

Curcanu, G., Drăghici, I., Tuşaliu, P. : **Researches and experiments concerning the IUP-M-27,5 kV/1 250 A type switch commutation in a capacitive state.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 264

A new constructive variant of a blow-out chamber for the IUP-M-27,5 kV/1 250 A type switch for the commutation performances improvement of the device in a capacitive state is presented.

DC 621.316.17 :621.314

INSULATION IN SF_6
STARTING TEST

Marinescu, A. : **Incorporated voltage transformer utilization for the encapsulated installations testing in SF_6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 268

In the paper are analized the possibilites offered by the technics of producing of commutation overvoltages by means of electromagnetic induction in the inductive voltage transformer from encapsulated installations in SF_6, and the scheme and results of such a test are presented.

DC 621.355.2 :621.314.6

DIESEL ELECTRIC LOCOMOTIVES
SILICON RECTIFIERS

Picu, I., Popescu, C. : **Locomotive rectifiers fabrication development at „Electroputere".**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 270

In the paper are described the design and testing of rectifiers used for Diesel-Electric Locomotives with d.c. and a.c. drives.

DC 621.3 :621.355.2 :537.12

ELECTRICAL EQUIPMENTS
POWER ELECTRONICS

Cărăşel, V., a.o. : **Electrical equipment range extension based on the power electronics at „Electroputere".**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 277

There are presented new types of electrical drives based on power electronics and produced at „Electroputere" and which together with the oil drilling drives complete the studies in this field.

DC 621—8 :621.33

ELECTRICAL DRIVES FOR RAILWAY TRACTION VEHICLES

Lulelaru, O. : **1 870 kW electrical frame and considerations upon the increasing of electrical frames transport capacity.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 281

The first type of Romanian suburban electrical frame is presented together with the advantages this new transport means brings in the railway traffic. There are also analized four types of electrical frames, out of which one is suggested to be assimilated in the following years.

DC 621.317.7 :621.3.045.5

SYNCHRONOUS MACHINES
DAMPING OR STARTING GAGES

Cristea, D. N., a.o. : **Damping or starting cages at sunken poles synchronous machines.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 284

The work presents the way in which there were realized the conditions of synchronous generators damping and synchronous motors starting in case of sunken poles synchronous machines. The constructive realization and the results obtained are presented.

DC 621.314.5 :621.317.31 :621.3.015

HIGH VOLTAGE TECHNICS
CURRENT MEASURING
VOLTAGE-FREQUENCY CONVERSION

Gaber, E. : **Current measuring errors in the high-voltage mains by voltage-frequency conversion method.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 287

At measuring of a signal variable in time by voltage-frequency and frequency-voltage converting circuits, there appear supplementary errors as compared to the usually specified static state errors. In the paper the dynamic errors of a telemeasuring chain based on this principle are analized, with application at current measuring by high-voltage mains with information optoelectronic transmission.

NOTE 293

S O M M A I R E

EDITORIAL :

Ion Licu : **„Elëctroputere" sur les coordonnées de la téchnique ja plus avancée.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 257

CD 621.315.62

ISOLATION EN SF_6

Ogrezeanu, St. e.a. : **Recherches sur l'isolation de la cellule dans l'enveloppe métallique de 123 en SF_6.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 260

L'ouvrage présente les résultats théoriques et expérimentals des recherches réalisés à Electroputere, qui ont mené à l'extension de l'usage des cellules dans l'enveloppe métallique de 123 kV avec isolation en SF_6, assimilées par propre conception, dans le domaine de tensions 72,5 ... 170 kV.

CD 621.319.1(0142) :621.316.57

COMMUTATION DE LA BATTERIE DE CONDENSATEURS

Curcanu, G., Drăghici, I., Tuşaliu, P. : **Recherches et expérimentations sur la commutation de l'interrupteur typ IUP-M-27,5 kV/1250A en régime capacitif.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 264

On présente une nouvelle variante constructive de chambre d'explosion pour l'interrupteur type IUP—M—27,5 kV/1250 A pour l'augmentation des performances de commutation de l'appareil en régime capacitif.

CD 621.316.17 :621.314

ISOLATION EN SF_6
EPREUVE A LA MISE EN SERVICE

Marinescu, A. : **L'utilisation du transformateur incorporé de tension pour l'épreuve des installations de capsulage en SF_6.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 268

L'ouvrage fait l'analyse des possibilités de la téchnique de production des surtensions de commutation par induction électromagnétique dans le transformateur inductif de tension dans les installations capsulées en SF_6 et l'on présente le schèma et les résultats d'une telle épreuve.

CD 621.355.2 :621.314.6

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRIQUES
REDRESEURS A SILICIUM

Picu, I., Popescu, C. : **Développement de la fabrication des rédresseurs pour locomotives à „Electroputere".**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 270

Dans l'ouvrage on décrit la construction et les essais faits sur les rédresseurs utilisés aux locomotives diesel-électriques à transmission c.a., c.c.

CD 621.3 :621.355.2 :537.12

EQUIPEMENTS ELECTRIQUES
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Cărăşel, V., e.a. : **L'extension de la gamme des équipements électriques basées sur l'électronique de puissance à l'entreprise „Electroputere" — Craiova.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 277

On présente des nouveaux types de mises en marche électriques réalisées à „Electroputere", basées sur l'électronique de puissance qui, avec les mises en marche pour le forage petrolier, complètent les préoccupations en ce domaine.

CD 621—8 :621.33

MISES EN MARCHE ELECTRIQUES POUR LES VEHICULES FEROVIAIRES DE TRACTION

Lulelaru, O. : **Châssis électrique de 1 870 kW et considérations concernant l'accroissement de la capacité de transport des châssis électriques.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 281

On présente le premier type de châssis électrique suburbain, de fabrication roumaine avec les avantages que ce moyen modern de transport apporte au trafic de voyageurs sur les voies ferrées. Aussi, analise l'on quatre variantes de châssis électriques dont l'une est proposée à être assimilée dans les années à venir.

CD 621.317.7 :621.3.045.5

MACHINES SYNCHRONES
CAGES D'AMORTISAGE OU DE DEMARRAGE

Cristea, D. N. e.a. : **Cages d'amortisage ou de démarrage aux machines synchrones à pôles noyés.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept. 1984, p. 284

L'ouvrage traite le problème des moyens de réalisation des conditions d'amortisage des générateurs synchrones et de démarrage des moteurs synchrons au cas des machines synchrones à pôles noyés. On présente la modalité de réalisation constructive et les résultats obtenus.

CD 621.314.5 :621.317.31 :621.3.015

LA TECHNIQUE DES HAUTES TENSIONS
MESURE DES COURANTS
CONVERSION TENSION-FREQUENCE

Gaber, E. : **Les erreurs de mesure du courant des réseaux de haute tension par l'entremise de la méthode de la conversion tension-fréquence-tension.**
E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 7, sept 1984, p. 287

A la mesure d'un signal variable dans le temps avec des circuits converteurs tension-frequence et fréquence-tension, apparaissent des erreurs suplimentaires par rapport aux erreurs de régime statique, spécifiqués d'habitude. L'ouvrage fait l'analyse des erreurs dinamiques d'une chaine de télemesure fon dé sur ce principe, avec application à la mesure du courant, par les réseaux de haute tension et avec transmission optoélectrique de l'information.

NOTES 293

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 7

„Electroputere" pe coordonatele tehnicii celei mai înaintate

ION LICU, director general al Centralei industriale de maşini şi aparataj electric—Craiova

Cu cinci ani în urmă, cînd întreprinderea „Electroputere" Craiova împlinea 30 de ani de la înfiinţare, arătam în numărul jubiliar al revistei „Electrotehnica", dedicat acestui eveniment, contribuţia de seamă a întreprinderii craiovene la transpunerea în viaţă a politicii Partidului Comunist Român de electrificare şi industrializare a ţării, de creare a bazei materiale necesare vastului program de construire a societăţii socialiste multilateral dezvoltate în patria noastră.

Etapă după etapă, marele colectiv al acestui important obiectiv industrial a răspuns prezent prin fapte de muncă în asigurarea aparatajelor şi transformatoarelor necesare electrificării ţării şi creării sistemului energetic naţional, modernizării transporturilor feroviare prin dieselizarea şi electrificarea liniilor magistrale, a motoarelor electrice de medie şi mare putere destinate celor mai variate acţionări industriale. Cei 14 000 de oameni ai muncii, care lucrează astăzi la „Electroputere, se pot mîndri că şi emblema firmei lor este înscrisă alături de numeroşii colaboratori din economia românească pe frontispiciul celor mai importante realizări ale industriei socialiste.

Ne-am dezvoltat din punct de vedere tehnic şi capacitiv, scurtînd cu paşi repezi decalajele din anii 50, ajungînd ca astăzi, prin puternica bază materială de care dispunem, prin forţa de concepţie, capacitatea şi abnegaţia colectivelor de oameni ai muncii să putem răspunde cu produse de înalt nivel tehnic şi calitativ cerinţelor tot mai complexe ale dezvoltării economiei naţionale, să devenim un partener cunoscut şi apreciat pe toate meridianele lumii.

În mod special, începînd cu anul 1965, am beneficiat de sprijinul direct al secretarului general al partidului, preşedintele republicii, tovarăşul Nicolae Ceauşescu, ale cărui indicaţii şi îndemnuri, date cu diverse ocazii, inclusiv în cadrul celor nouă vizite de lucru făcute în întreprindere, ne-au clarificat obiectivele, deschizîndu-ne o luminoasă perspectivă şi insuflîndu-ne curajul abordării revoluţionare a celor mai complexe probleme pe calea dezvoltării noastre.

Caracteristică celor cinci ani, pe care în curînd „Electroputere" şi-i va adăuga vîrstei sale, a fost continuarea în ritm susţinut a dezvoltării şi diversificării nomenclatorului de fabricaţie cu produse de înaltă complexitate şi nivel tehnic de vîrf, care au asigurat creşterea continuă a volumelor de producţie şi eficienţei activităţii.

În acest context, cele mai dinamice domenii ale activităţii întreprinderii au fost modernizarea şi extinderea profilului, pe baza introducerii în concepţia produselor şi tehnologiilor de fabricaţie, prin cercetare proprie, a unor principii şi soluţii tehnico-ştiinţifice încă neaplicate în întreprindere, precum şi o orientare fermă către conceperea şi realizarea de furnituri complexe. Menţionez în acest sens nivelul tehnic ridicat pe care l-au atins furniturile complexe pentru acţionarea electrică, cu reglaj electronic, a instalaţiilor de foraj maritim şi terestru de mare adîncime, substaţiile şi echipamentele de acţionare din domeniul electronicii de putere pentru tracţiune şi utilizări industriale, blocurile de transformare-redresare-conectare de 100 kA pentru fabricarea electrozilor de cărbune, trecerea la integrarea completă a producţiei de cuptoare cu arc pentru oţel, în gama de 1,5—12 tone, asimilarea întrerupătoarelor şi celulelor de înaltă tensiune capsulate în hexafluorură de sulf, a instalaţiilor complete pentru măsurarea forţelor şi cuplurilor bazate pe traductoare magnetoelastice. Concomitent cu dezvoltarea acestor produse şi echipamente de sinteză a avut loc modernizarea şi diversificarea intensă a fiecăruia din cele patru profile tradiţionale ale întreprinderii, astfel că astăzi peste 70% din volumul producţiei realizate este constituit din produse noi şi modernizate faţă de fabricaţia de acum cinci ani.

În domeniul aparatajului electric de înaltă tensiune, în afară de introducerea echipamentelor în hexafluorură de sulf, s-au elaborat :

serii noi de întreruptoare de medie tensiune pentru curenți intensi (pînă la 6 300 A), capacități mari de comutație și înaltă fiabilitate; serii noi de separatoare de medie tensiune și separatoare de tip pantograf pînă la tensiunea de 400 kV; serii de transformatoare de măsură cu nivel redus de descărcări parțiale și înaltă stabilitate termică și dinamică. În întreaga gamă de aparataj, de la 3 la 400 kV, au fost derivate și variantele speciale necesare pentru condiții deosebite de mediu sau adaptate cerințelor din industria minieră, chimie, metalurgie și din alte utilizări speciale.

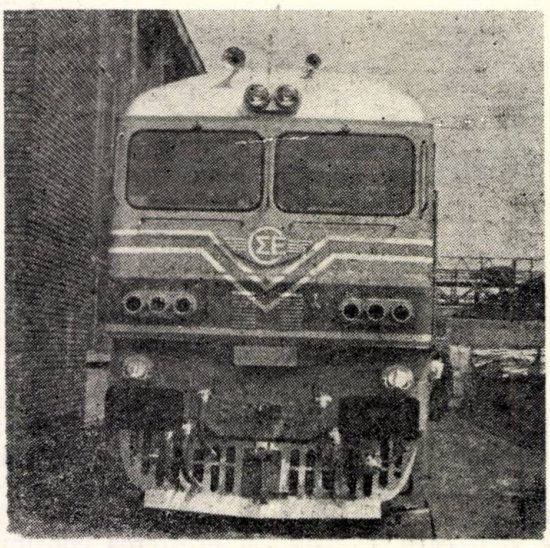


Fig. 1. Locomotiva diesel-electrică de 4 000 CP export Grecia.

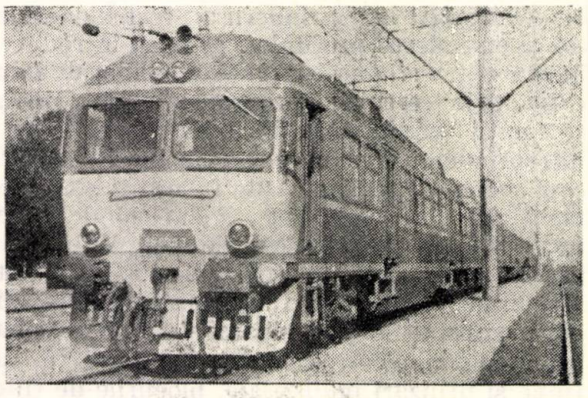


Fig. 2. Ramă electrică destinată transportului suburban de călători 1 870 kW, 120 km/h, 806 locuri.

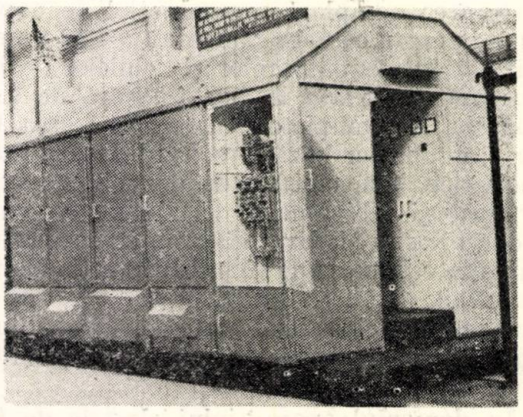


Fig. 3. Stație de distribuție, acționare, comandă și reglare pentru două motoare de curent continuu de 850 kW destinată instalațiilor de foraj.

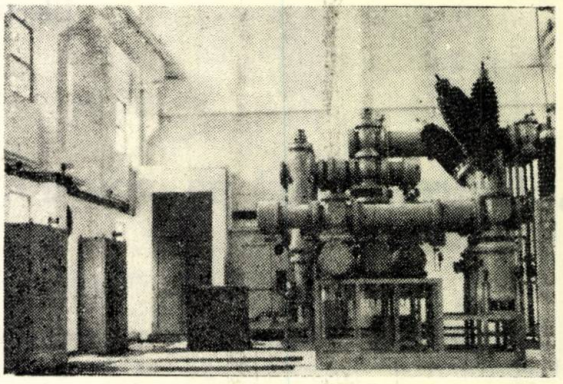


Fig. 4. Stație de distribuție capsulată în SF_6 123 kV.

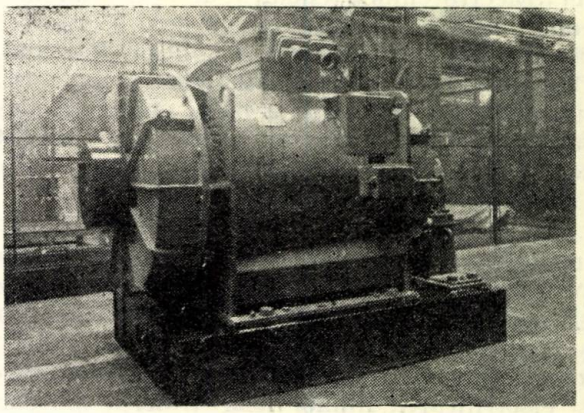


Fig. 5. Motor asincron antiexploziv cu siguranță mărită tip MIB-X-Exc. II T3 100 kW, 493 rot/min pentru acționarea compresoarelor cu cilindri opuși în industria chimică.

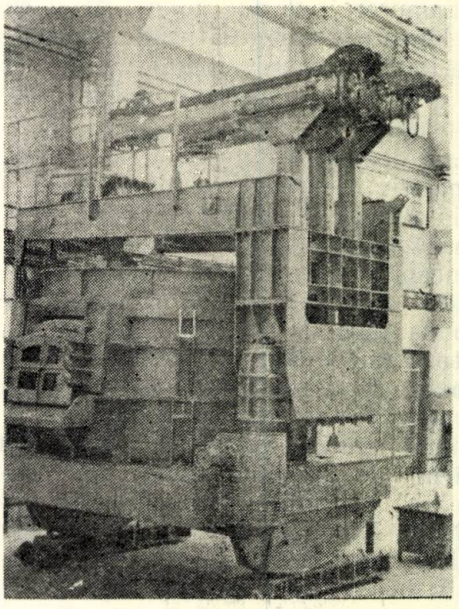


Fig. 6. Cuptor electric de topit oțel cu arc electric de 3 tone destinat elaborării oțelurilor acide și bazice.

A fost, de asemenea, modernizată întreaga gamă de transformatoare, de la cele de distribuție și pînă la blocurile de 400 MVA și 400 kV, atît pentru creșterea performanțelor energetice și economice, cît și pentru introducerea unor soluții noi, în multe cazuri originale, care să asigure o înaltă siguranță la comportarea la supratensiuni și scurtcircuite, verificată și atestată în marile noastre laboratoare de înaltă tensiune și mare putere. Și în acest domeniu au fost asimilate numeroase variante speciale cerute de economia națională și la export, între care: transformatoare pentru cuptoare, uscate, în construcții antideflagrante și altele.

Concomitent cu punerea în fabricație a unor noi serii de motoare electrice de uz general, cu un înalt grad de tipizare, consumuri reduse și parametri energetici îmbunătățiți, în domeniul mașinilor electrice s-au elaborat serii specializate pentru condițiile specifice și acționarea de utilaje speciale din industria extractivă, chimie, metalurgie, hidroameliorații, transporturi feroviare, rutiere și navale.

În domeniul locomotivelor a continuat procesul de introducere a electronicii în sistemele de comandă și acționare, concomitent cu specializarea în funcție de specificul exploatării și cerințele speciale ale beneficiarilor externi. Se menționează comportarea foarte bună a variantei de locomotivă diesel-electrică de 4 000 CP elaborată pentru căile ferate din Grecia, punerea în fabricație a primelor rame electrice suburbane cu puterea de 1 870 kW, a locomotivelor electrice de manevră, realizarea primului vehicul urban de mare capacitate acționat cu motoare liniare.

Așa cum era și firesc, aceste eforturi pe linia dezvoltării tehnice și creșterii competitivității au contribuit la consolidarea poziției întreprinderii „Electroputere" pe piața mondială, confirmată de aprecierea bună de care se bucură produsele noastre la cele mai prestigioase tîrguri internaționale, de creșterea permanentă a numărului de parteneri externi și a varietății mărfurilor exportate, concretizate în realizarea unui volum de export ce depășește 30% din volumul total al producției. Adoptarea de către plenara Comitetului Central al PCR din 14—15 noiembrie 1983 a „Programului pentru îmbunătățirea nivelului tehnic și calitativ al produselor în perioada 1983—1985 și pînă în 1990", devenit lege, prin aprobarea sa de către Marea Adunare Națională, a creat un puternic imbold colectivului de oameni ai muncii din „Electroputere" pentru a se angaja în continuare, cu curaj și înaltă răspundere, în procesul dinamic de promovare a progresului tehnic, cerut de actuala etapă de dezvoltare a economiei românești.

În acest context activitatea întreprinderii „Electroputere" este caracterizată de următoarele direcții principale:

— continuarea asimilării de produse noi, reproiectarea și diversificarea actualului nomenclator de fabricație, în vederea creșterii performanțelor, îmbunătățirii calității, reducerii consumurilor de materiale și manoperă, respectiv creșterea competitivității la export;

— promovarea largă a mecanizării, automatizării, robotizării și informatizării proceselor de producție, utilizînd mijloace moderne adaptate fabricației de serie mijlocie și mică;

— continuarea intensă a procesului de tipizare și modulizare constructivă, cu efecte favorabile în asigurarea tehnico-materială, perfecționarea organizării producției și creșterea productivității muncii;

— generalizarea proiectării asistate de calculator;

— adîncirea specializării produselor în funcție de condițiile concrete de utilizare, inclusiv prin dotarea lor cu echipamente evoluate de supraveghere și protecție;

— intensificarea procesului de introducere a electronicii de putere și microelectronicii de comandă în structura produselor din fabricație;

— continuarea la nivel superior a preocupărilor pentru introducerea în fabricație a unor produse și tehnologii neconvenționale, de mare eficiență.

Ajunsă la 35 de ani, vîrstă a maturității sale în industria socialistă românească, întreprinderea „Electroputere" personificată prin puternicul său colectiv de muncă, este mîndră să raporteze secretarului general al partidului că a transpus în viață indicația primită la vizita de lucru din septembrie 1981 de a asimila în fabricație numai produse la nivelul tehnicii celei mai înaintate, că nu a precupețit nici un efort pentru a întîmpina cu fapte demne, de muncă, cele două mari evenimente din viața poporului nostru: aniversarea a 40 de ani de la revoluția de eliberare națională și socială, antifascistă și antiimperialistă de la 23 August 1944 și Congresul al XIII-lea al Partidului Comunist Român.

CZ 621.315.62

Cercetări privind izolația celulei în anvelopă metalică de 123 kV în SF_6

ȘTEFAN OGREZEANU, F. OUATU, E. IONESCU, M. SPÎNU* — CRAIOVA

Introducere

Pentru stabilirea posibilităților de folosire a celulei asimilate CHK—123 la tensiuni în domeniul 72,5....170 kV s-au efectuat anumite calcule și verificări experimentale referitoare la nivelul de izolație.

Determinantă pentru dimensionarea izolației [1] este comportarea la solicitarea cu tensiuni de impuls de polaritate negativă. Valorile tensiunilor de ținere, extrapolate-combinate cu corecturi ale electrozilor — pot conduce la concluzii practice de dimensionare.

Există următoarele posibilități de predeterminare a tensiunii de străpungere a unei configurații date :

a. Extrapolarea valorilor tensiunilor de ținere (străpungere) pentru diferite presiuni ale unei instalații date, de exemplu, celula CHK—123. Metoda se bazează pe măsurători reale, însă la extinderea utilizării prin mărirea presiunii trebuie luate în considerație :

— asigurarea funcționării de durată la tensiunea de 1,5 $U_n/\sqrt{3}$ și presiunea atmosferică (1,0 ata — SF_6) ;

— asigurarea liniei de fugă necesară, la dimensiuni limită date ale izolatorilor suport ;

— efectele secundare produse de impurități și rugozitate la creșterea presiunii ;

— creșterea costurilor pentru anvelope și etanșare.

b. Calculul teoretic al tensiunii de străpungere, bazat pe determinarea coeficienților geometrici de utilizare a configurației date și rigiditatea dielectrică a gazului SF_6 la presiunea considerată. Prin această metodă se poate stabili influența modificării geometriei electrozilor, însă la configurații complicate coeficientul de utilizare se determină cu precizie redusă, sau chiar nu se poate calcula. Pe de altă parte valorile rigidității dielectrice ale gazului SF_6 se obțin prin măsurători în condiții ideale de laborator.

c. Folosirea combinată a celor două metode : calculul teoretic al tensiunii de străpungere folosind coeficientul geometric de utilizare și valori corectate (practice) pentru rigiditatea dielectrică.

La această metodă, prin modificări calculabile de electrozi, la care există și rezultatele măsurătorilor practice, tensiunea de străpungere obținută și corectată cu factorul de reducere (m) este mai apropiată de cea reală.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică — „Electroputere" — Craiova.

1. Determinări experimentale

În figura 1 se prezintă, în secțiune longitudinală, conturul pieselor sub tensiune și al anvelopelor (legate la masă) de la o fază a celulei CHK—123, din care se pot recunoaște principalele configurații geometrice de electrozi : cilindri concentrici, sfere concentrice, sferă-sferă, sferă-placă etc., prin care se pot idealiza aparatele componente.

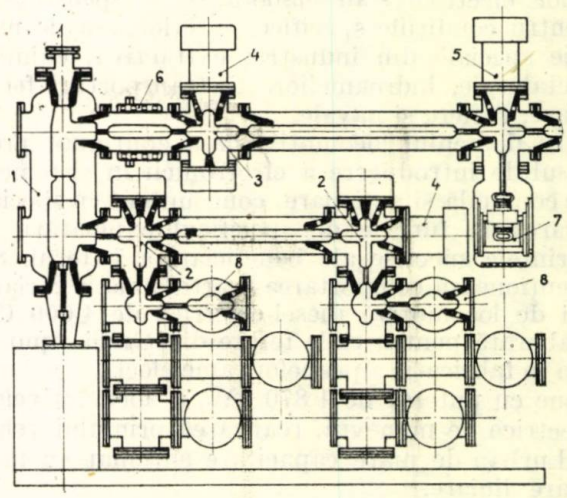


Fig. 1 Secțiune longitudinală prin celula CHK—123 kV : *1* — întreruptor ; *2* — separator de bare ; *3* — separator de linie ; *4* — separator de pământare (lent) ; *5* — separator de pământare (rapid) ; *6* — transformator de curent ; *7* — transformator de tensiune ; *8* — sistem de bare.

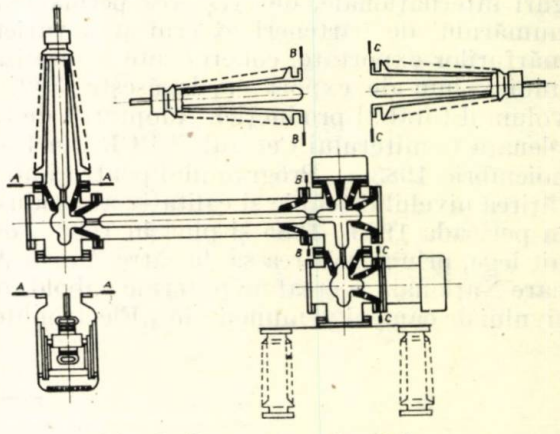


Fig. 2. Tronson experimental.

În acest fel s-a stabilit tronsonul experimental, din figura 2, urmînd să conțină configurațiile geometrice semnificative, asupra cărora s-au efectuat probe de izolație.

Tabelul 1

Tensiune nominală (kV)	P (20°C) (ata)	STA 1,2/50μsec (kV max)							Tensiune aplicată 50Hz(kVef) 1min					
		Față de masă				Între contacte			Față de masă			Între contacte		
		N	1,1N	Nivel de ținere	↯	N	1,1N	Nivel de ținere	N	1,1N	Nivel de ținere	N	1,1N	Nivel de ținere
72,5	Valori normate	325	360	—	—	375	413	—	140	154	—	160	176	—
	1,0	–	–	–	–	–	–	–	150 × 60min		–	–	–	–
	1,2	*	–	–	350	–	–	–	–	–	–	–	–	–
	1,6	*	*	450	470	*	*	–	*	*	–	*	*	–
	2,0	*	*	475	525	–	–	–	–	–	–	–	–	–
100	Valori normate	450	495	–	–	520	572	–	185	204	–	210	231	–
	2,4	*	*	–	–	*	*	–	*	*	–	*	*	–
	2,6	*	*	650	700	*	*	693	–	–	–	–	–	–
123	Valori normate	550	605	–	–	630	690	–	230	253	–	265	292	–
	2,7	*	*	–	–	*	*	–	*	*	–	*	*	310
	2,8	*	*	650	–	–	–	–	*	*	275	*	*	315
	3,0	*	*	700	715	–	–	–	*	*	275	–	–	–
145	Valori normate	650	715	–	–	750	825	–	275	303	–	315	345	–
	3,2	*	*	–	–	*	*	–	*	*	–	*	*	–
170	Valori normate	750	825	–	–	860	946	–	325	358	–	375	413	–
	3,6	*	–	–	–	*	*	–	*	*	–	*	*	–

Legendă: N - nominal
* - încercarea a corespunș valorilor normate
↯ - tensiunea de conturnare

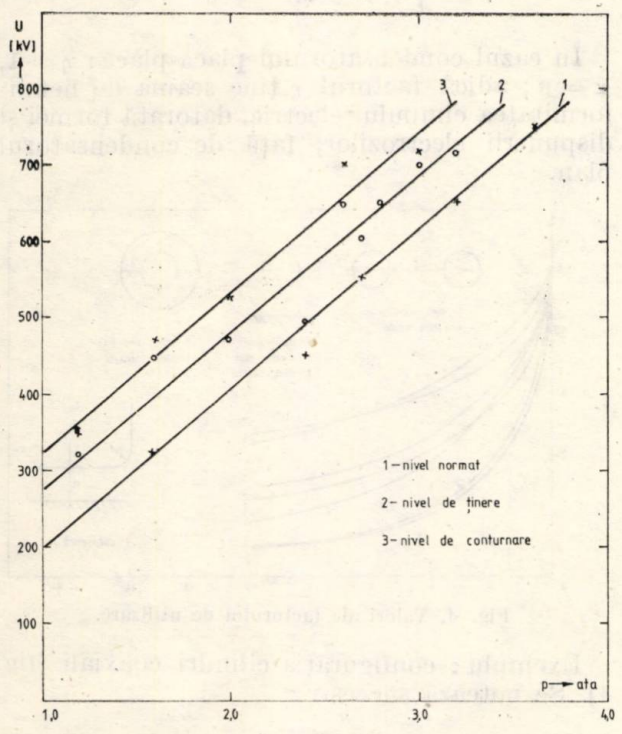


Fig. 3. Nivele de izolație față de pământ la STA.

Tronsonul reprezintă următoarele aparate componente: separatoare (4 tipuri), bară, trecere SF_6—aer, transformatoare de măsură (2 tipuri). Întreruptorul s-a încercat în montaj separat.

Inițial s-au efectuat verificări complete ale nivelului de izolație la presiunea de utilizare pentru tensiunea nominală (123 kV), determinîndu-se factorul de reducere m, cu care, prin calcul s-a verificat probabilitatea folosirii la tensiuni diferite de 123 kV.

S-au efectuat apoi probe normalizate ale căror condiții și rezultate se dau în tabelul 1 și figura 3.

În scopul reducerii cheltuielilor, volumul probelor a fost limitat în această etapă la cele necesare verificării în principal a nivelului normat de izolație. În acest scop s-au evitat probele distructive de conturnare, sau străpungere, la încercarea cu tensiune aplicată (50 Hz), ca și străpungerea spațiului dintre contactele deschise. Pentru tensiunea nominală de 170 kV, probele s-au limitat la valorile normate și datorită posibilităților limitate ale izolatorului P20137 de clasă 145 kV. Se constată că celula asimilată CHK—123 poate fi folosită și la alte tensiuni, corectînd presiunile minime de lucru astfel: 72,5 kV — 1,6 ata/100 kV— — 2,3 ata/123 kV — 2,7 ata/145 kV—3,2 ata și 170kV — 3,6 ata.

La încercări nu s-a produs străpungerea spațiului izolant prin gaz — SF_6, ci conturnarea izolatorului din rășină (în zona de cîmp neuniform a separatorului), valorile măsurate corespunzînd unui ansamblu de configurații în care ponderea o are forma cilindricoaxială.

2. Determinări teoretice

Tensiunea de străpungere a spațiilor izolante în gaz SF_6 depinde de mai multe mărimi ca: felul tensiunii, polaritatea, configurația electrozilor, materialul și starea suprafeței electrozilor, starea gazului etc., mărimi care nu se pot cuprinde într-o singură expresie analitică, de aceea o dimensionare optimă se obține succesiv

în urma unor calcule preliminare și a verificărilor de laborator.

Limitînd dependența numai la presiunea gazului SF_6 și a configurației electrozilor, prin modificarea căreia se obține în practică o anumită valoare a tensiunii de străpungere, s-a găsit [2, 3, 4] pentru aceasta o expresie de forma :

$$U_{str} = \left(\frac{E}{P}\right) \cdot p^n \cdot \eta \cdot d, \text{ kV}, \quad (1)$$

în care :

U_{str} este tensiunea de străpungere pentru configurația studiată, kV;
E — rigiditatea dielectrică a gazului în cîmp uniform, kV/cm—ata ;
p — presiunea gazului — SF_6 ata ;
n — exponent al presiunii ;
η — factor de utilizare a canfigurației de electrozi ;
d — distanța efectivă dintre electrozi, cm.

Valorile pentru E/p și n s-au determinat experimental folosind relația (1), prin măsurarea valorilor U_{str} și p la configurații date respectiv η, d calculate. Prin aceste determinări au rezultat, pentru scopuri practice, ca valori medii în cîmp electric uniform, următoarele :

$$E/p = 80...90 \text{ kV/cm ata și } n = 0{,}85...0{,}90. \quad (2)$$

Existența zonelor de concentrații de cîmp (muchii, așchii etc.) într-un cîmp uniform, conduce la străpungerea întregului spațiu de gaz izolant. S-a constatat, de asemenea, că tensiunea de străpungere la impuls de polaritate negativă este mai mică și de aceea dimensionarea se face la această polaritate. Creșterea presiunii are influență mai mare asupra tensiunii de impuls de polaritate negativă decît asupra tensiunii industriale (50 Hz). Deși rigiditatea dielectrică a gazului SF_6 crește cu presiunea, la presiuni mai mari influența impurităților în gaz și a corpurilor străine pe electrozi conduce la scăderea tensiunii de străpungere.

Valori măsurate pentru tensiunea de străpungere la impuls exprimată prin relația :

$$E_{str} = E_p = \left(\frac{E}{P}\right) \cdot p^n, \quad (3)$$

sînt indicate de producătorii de gaz SF_6 sau în literatură, ca de exemplu valorile din tabelul 2.

Cunoscînd faptul că gazul SF_6 se comportă diferit în diferite condiții de cîmp electric, se acordă atenție formelor pieselor care formează electrozi pentru a obține un cîmp cît mai uniform. De aceea piesele se modelează astfel încît configurația să se apropie cît mai mult de forma unor electrozi echivalenți, pentru care se pot găsi cu precizie mai mare parametrii geometrici.

Pentru o configurație dată de electrozi se definesc următorii parametri :

— α, care este distanța fictivă dintre armăturile unui condensator plan echivalent configurației date (pentru care condensator, la aceeași valoare E_{str} se obține aceeași tensiune U_{str} ca pentru configurația dată), adică :

$$\alpha = \frac{U_{str}}{E_{str}}, \quad U_{str} = E_{str} \cdot \alpha, \quad (4)$$

— η este factorul de utilizare a configurației date și arată cît de nefavorabilă este dispunerea electrozilor, respectiv față de dispunerea placă-placă cu aceeași grosime d a spațiului izolant, adică :

$$\eta = \frac{\alpha}{d} \quad \text{și} \quad U_{str} = E_{str} \cdot \eta \cdot d. \quad (5)$$

În cazul condensatorului placă-placă : $\eta = 1$, $\alpha = a$; adică factorul η ține seama de neuniformitatea cîmpului electric, datorată formei și dispunerii electrozilor, față de condensatorul plan.

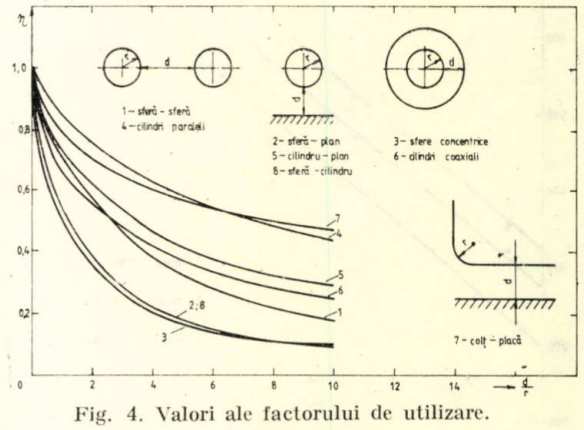


Fig. 4. Valori ale factorului de utilizare.

Exemplu : configurația cilindri coaxiali (fig. 4). Se notează succesiv :

$$U_{str} = E_{str} \cdot r \cdot \ln \frac{d + r}{r} = E_{str} \cdot \alpha \quad (6)$$

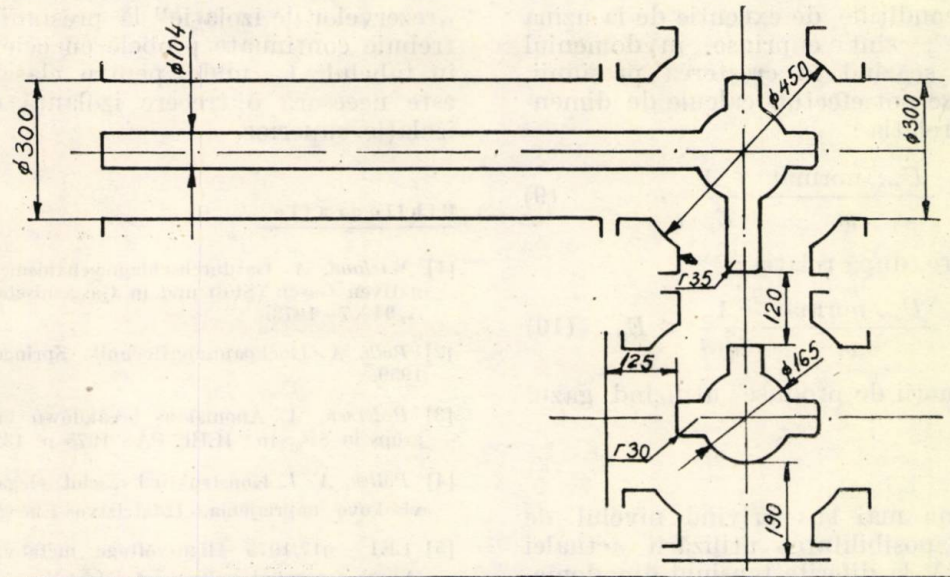
și :

$$\eta = \frac{\alpha}{d} = \frac{r}{d} \ln \left(\frac{d}{r} + 1\right). \quad (7)$$

Tabelul 2

p (ata)	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
Ep (kV/cm)	80	115	150	180	215	245	280	310	340	370	400

Tabelul 3



Existent la:			bare trafo curent (intreruptor)		bare separator		bare separator		bare separator		separator (deschis)		
Configuratia idealizată			cilindri coaxiali		sfere concentrice		sferă - placă		placă - placă		placă - placă		
Mărimi de calcul (cm)		d	9,8		14,25		19,25		12,65		12,00		
		r	5,20		8,25		8,25		3,00		3,50		
		η	0,58		0,43		0,32		0,58		0,61		
		$\eta \cdot d$.	5,68		6,13		6,16		7,34		7,32.		
1,2	90	350	512	0,68	552	0,63	554	0,63	661	0,53	—	659	—
1,6	117	470	664	0,71	717	0,65	721	0,65	859	0,55	413	856	0,48
2,0	145	525	824	0,64	889	0,59	893	0,59	1064	0,49	—	1061	—
2,6	180	700	1022	0,68	1103	0,63	1109	0,63	1321	0,53	693	1318	0,52
3,0	207	715	1176	0,61	1269	0,56	1275	0,56	1519	0,47	—	1515	—
P (ata)	Ep (kV/cm)	Ustr mäs. (kV)	Ustr. calc. (kV)	m	Ustr. calc. (kV)	m.	Ustr. calc. (kV)	m	Ustr. calc (kV)	m	Utine -re (kV)	Ustr calc (kV)	m.
			Pentru tensiunea de conturnare izolatori rășină.								Pt. tens. tiner intre contacte		
			Ustr. calc = Ep · η · d. (kV)										

Se vede că factorul η depinde numai de mărimile geometrice și poate fi calculat sau obținut din tabele sau curbe, așa cum se arată în figura 4.

Se definesc, de asemenea: m — factor de reducere și $1/m$ — coeficient de siguranță, din relația:

$$\frac{U_{str}\ \text{măsurat}}{U_{str}\ \text{calculat}} = m \leqslant 1, \qquad (8)$$

în care U_{str} măsurat și U_{str} calculat se referă la aceeași configurație și presiune.

Aplicînd relația (5) la principalele configurații ale tronsonului experimental din figura 2, se obțin — pentru U_{str} calculat valorile din tabelul 3. Comparînd aceste valori cu U_{str} măsurat (tabelul 3) rezultă valorile factorului de reducere m prin utilizarea valorilor U_{str} măsurat al ansamblului de configurații din tronsonul experimental față de U_{str} calculat pentru diferitele configurații elemen-

tare idealizate. Se constată că valorile factorului m ,în condițiile de execuție de la uzina „Electroputere", sînt cuprinse în domeniul 0,50 ... 0,70, scăzînd la creșterea presiunii, valori cu care se pot efectua calcule de dimensionare, după relația :

$$d \geqslant \frac{U_{sts}\ \text{normat}}{m} \cdot \frac{1}{E_p \cdot \eta}, \qquad (9)$$

sau de verificare, după relația :

$$E_{max} = \frac{U_{str}\ \text{normat}}{m} \cdot \frac{1}{\eta \cdot d} \leqslant E_p, \qquad (10)$$

pentru construcții de produse utilizînd gazul SF_6.

3. Concluzii

Cercetările de mai sus privind nivelul de izolație, arată posibilitatea utilizării actualei celule de 123 kV la diferite tensiuni din domeniul 72,5 ... 170 kV. Pentru stabilirea tuturor „rezervelor de izolație" la presiunile respective trebuie continuate probele cu cele menționate în tabelul 1, unde pentru clasa de 170 kV este necesară o trecere izolantă de nivel de izolație superior.

Bibliografie

[1] *Wieland, A.* Gasdurchschlagmechanismen in electronegativen Gasen (SF6) und in Gasgemischen. In : ETZ—A, 94—7—1973.

[2] *Roth, A.* Hochpannungstechnik. Springer, Verlag Wien 1959.

[3] *Pedersen, A.* Anomalous breakdown in uniform field grups in SF_6. In : IEEE PAS 1975 p. 1820 —1826.

[4] *Poltev, A. I.* Konstruktii i rasciot elegazovih aparatov visokovo napriajenia. Izdatelstvo Energia. 1979.

[5] CEI — 517/1975 High-voltage metal-enclosed switchgear for rated voltage of 72,5 kV and above.

CZ 621.319.1(0142) :621.316.57

COMUTAȚIA BATERIEI DE CONDENSATOARE

Cercetări și experimentări privind comutația întreruptorului tip IUP—M—27,5 kV/1250 A în regim capacitiv

GEORGE CURCANU, ION DRĂGHICI*, PETRE TUȘALIU** — CRAIOVA

Datorită creșterii continue a puterilor nominale ale bateriilor de condensatoare instalate în rețelele electrice, devine foarte dificilă problema alegerii corecte a întreruptorului destinat comutației bateriei de condensatoare, atît din punct de vedere al fenomenelor legate de procesul de comutație, cît și privind raportul costului întreruptorului la costul bateriei.

Stabilirea performanțelor și alegerea aparatelor pentru comutația curenților inductivi și capacitivi constituie o preocupare de interes major în țară [1—11] și străinătate [12, 13, 14]. Astfel, o serie de cercetători [7, 8, 9, 13] scot în evidență comportarea foarte bună în regim inductiv și capacitiv a întreruptoarelor cu vid, cu SF6 și chiar pneumatice, dar din motive economice se utilizează încă întreruptoarele cu ulei puțin. Printre acestea întreruptorul tip IUP—M—27,5kV/1250A este destinat comutației bateriilor unice de condensatoare și tronsoanelor de linie din rețelele electrice feroviare.

Cercetările și experimentările privind comutația întreruptorului tip IUP—M—27,5kV/1250 A în regim capacitiv au urmărit îmbunătățirea performanțelor acestuia în vederea realizării unui aparat competitiv și fiabil atît pentru regimul capacitiv, cît și cel pentru inductiv.

1. Cercetări privind alegerea variantei constructive pentru ansamblul cameră de stingere

1.1. Prezentarea variantelor constructive

Studiul comutației întreruptorului tip IUP-M —27,5 kV/1250 A în regim de baterie unică de condensatoare s-a făcut atît în schema de încercare a laboratorului de mare putere „Electroputere", cît și în rețeaua electrică feroviară, scoțînd în evidență comportarea lui necorespunzătoare în regim capacitiv de baterie unică de condensatoare, datorită reaprinderilor și reamorsărilor repetate care au dat naștere la supratensiuni de comutație foarte mari [6, 15], ca și în regim inductiv la deconectarea curenților de scurtcircuit [2, 4, 5, 6, 7] în rețea (fig. 1).

Pe baza analizei solicitărilor ce apar în regim capacitiv [7, 9] s-au realizat și experimentat o serie de noi variante constructive de camere de stingere pentru întreruptorul tip IUP—M—27,5 kV/1250A. Astfel noile variante construc-

* CCSIT — „Electroputere" — Craiova.
** Universitatea — Craiova.

tive prezintă un injector de ulei și au o cameră de stingere care realizează stingerea arcului cu suflaj axial [10] (fig. 2 și 3), în comparație cu vechea variantă constructivă care nu prezintă injector cu ulei asigurînd stingerea arcului electric în camera de stingere cu suflaj transversal și axial (fig. 4).

Conform figurii 2, în principiu, ansamblul cameră de stingere în noua variantă constructivă se compune din : port-contactul superior, dispozitivul de injecție ulei, și camera de stingere.

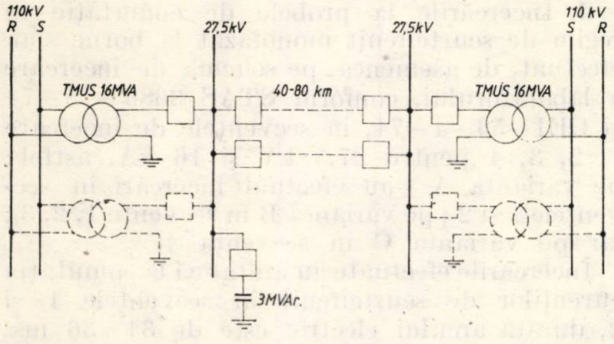


Fig. 1. — Schema electrică de principiu a rețelei electrice feroviare — 27,5 kV/50 Hz.

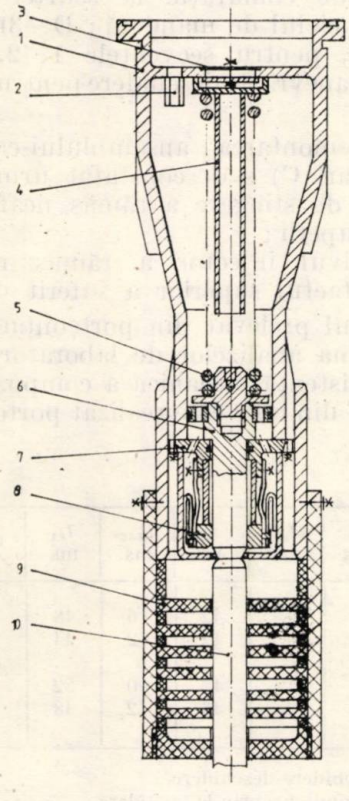


Fig. 2. — Ansamblu portcontact și camera de stingere : *1* — portcontact ; *2* — valvă ; *3* — membrană ; *4* — tijă ghidaj ; *5* — resort ; *6* — ans. piston — injector ; *7* — suport-contact ; *8* — deget — contact ; *9* — subans. cameră de stingere ; *10* — tijă contact mobil.

Pentru un studiu comparativ s-au realizat trei variante constructive de camere de stingere.

Varianta A — are camera de stingere cu trei buzunare de rupere și unul de expandare și prezintă următoarele particularități : lungimea cilindrului izolant $L = 260$ mm ; camera prezintă patru distanțori intermediari ; discul

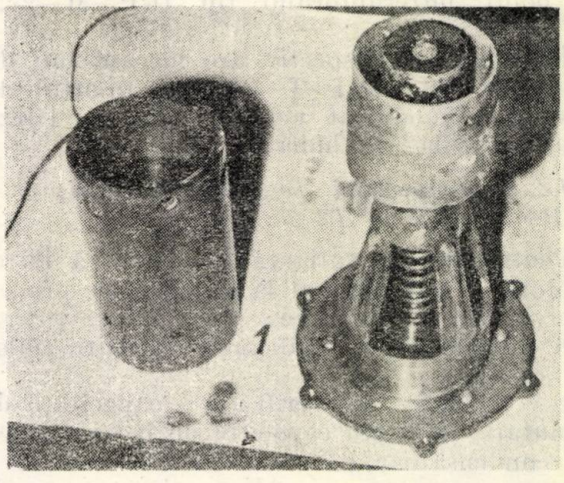


Fig. 3 — Ansamblul portcontact și camera de stingere în variantă nouă.

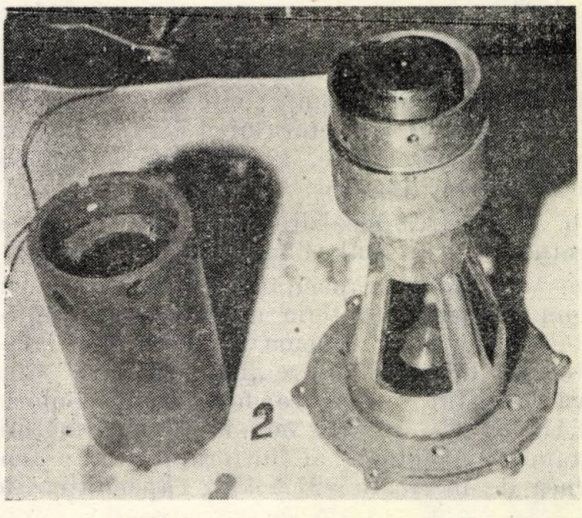


Fig. 4 — Ansamblul portcontact și camera de stingere în varianta veche.

superior este executat din straticel (plăci HS—7) ; cilindrul izolant prezintă șase găuri cu diametrul $D = 24$ mm, în partea inferioară.

Varianta B — are camera de stingere cu șase buzunare de rupere și prezintă următoarele particularități : lungimea cilindrului izolant $L = 275$ mm ; camera prezintă cinci distanțori intermediari ; discul superior este executat din straticel ; cilindrul izolant nu prezintă cele șase găuri cu diametrul de $D = 24$ mm în partea inferioară.

Varianta C — are camera de stingere cu șase buzunare de rupere și prezintă următoarele particularități : lungimea cilindrului izolant $L =$

= 275 mm ; camera prezintă cinci distanțori intermediari ; discul superior este executat din steclostratitex ; cilindrul izolant nu prezintă cele șase găuri cu diametrul $D = 24$ mm în partea inferioară.

Fiecare din cele trei variante constructive de cameră de stingere au fost montate pe rînd împreună cu ansamblul portcontact superior în polul întreruptorului tip IUP—M—27,5 kV/1250A.

Întreruptorul respectiv are mecanismul de acționare tip MRI—T—3 m cu resortul de deschidere modificat pentru a realiza viteza mai mare la deschidere.

1.2. Experimentări pe întreruptorul tip IUP—M—27,5 kV/1250 A.

Pentru fiecare variantă constructivă întreruptorul a fost încercat la următoarele probe :

a — probe cinematice ;

b — încercări de verificare a încălzirii căilor de curent ;

c — încercări de verificare a capacității de comutație în regim capacitiv de baterie unică de condensatoare ;

d — încercări de verificarea capacității de comutație în regim de scurtcircuit monofazat la borne.

a. La probele cinematice s-au determinat, pe baza diagramelor, caracteristicile cinematice : viteza de deschidere, 6m/s ; viteza de închidere, 6,3 m/s ; viteza injectorului 1,8 m/s. Timpul propriu de deschidere, 42 ms ; timpul propriu de închidere, 105 ms.

b. Verificarea încălzirii căilor de curent s-a efectuat la curentul nominal : $I_n = 1\,250$A.

c. Verificarea capacității de comutație în regim capacitiv (baterie unică) a întreruptorului s-a făcut pe schema monofazată a laboratorului de mare putere „Electroputere" Craiova. Circuitul de încercare a fost calculat conform STAS 3686/74 și CEI 56—4—74 la următorii parametri nominali ai întreruptorului : tensiunea de încercare : 27,5 kV ; capacitatea de rupere în regim capacitiv 120 A ; puterea de rupere în scurtcircuit : 16 A. Rezultatul încercărilor este sintetizat în tabelul 1 ; datele obținute la încercări atestă o comportare bună a întreruptorului la probele din regim capacitiv pe bateria unică de condensatoare. Astfel, în timpul încercărilor nu s-au produs reaprinderi sau reamorsări, iar supratensiunile de comutație sînt sub nivelul maxim admisibil ; deci din acest punct de vedere întreruptorul poate deconecta sarcini capacitive în regim de baterie unică, răspunzînd condițiilor impuse de beneficiar.

d. Încercările la probele de comutație în regim de scurtcircuit monofazat la borne s-au efectuat, de asemenea, pe schema de încercare a laboratorului, conform STAS 3686—75—74 și CEI—56—4—74, în secvențele de încercare 1, 2, 3, 4 pentru 27,5 kV și 16 kA, astfel : pe varianta A s-au efectuat încercări în secvențele 1 și 2 ; pe varianta B în secvențe 1, 2, 3 ; iar pe varianta C în secvența 4.

Încercările efectuate au arătat că la comutația curenților de scurtcircuit în secvențele 1 și 2, durata arcului electric este de 34—36 ms, ea scăzînd odată cu creșterea curentului de scurtcircuit. De exemplu, în secvența 3 durata arcului electric este de 28—32 ms, iar în secvența 4 durata arcului este de 20 ms.

Probele de comutație la scurtcircuit s-au efectuat în ciclul de manevră : D—3min—D——3min—D, pentru secvențele 1, 2, 3 și la o singură manevră de deschidere pentru secvența 4.

După demontarea ansamblului-cameră de stingere (var. C) s-au constatat următoarele :
— camera de stingere a rămas neafectată în procesul ruperii ;
— dispozitivul injector a rămas neafectat ;
— portcontactul superior a suferit deformări.

Eșantionul prelevat din portcontactul superior, în urma analizelor de laborator a arătat o slabă rezistență mecanică a compoziției aliajului (AtC) din care este realizat portcontactul.

Tabelul 1

Nr. încerc.	Osc.	Circ. secv.	Operația	$U_{apl.}$, kV	I șoc A max.	I_c, A	U_r, kV	U_1, kV	U_2, kV	t_i, ms	t_{st}, ms	t_d, ms	t_{arc}, ms	t_r, ms	Observații
3	3 0614	1/1	D	—	241,3	25,4	26,2	—	—	—	—	42	6	48	
19	3 0635	1/3	D	—	189	26	—	26,82	26,82	—	—	42	2	44	Smulgere de curent
32	3 0718	2/2	D	—	590	118	—	27,5	27,5	—	—	42	10	52	
47	3 0708	2/4	ID	27,4	1109	117	—	27,4	27,4	105	105	46	2	48	

NOTAȚII UTILIZATE ÎN TABEL :

U_{apl} = tensiune aplicată pe aparat
$I_{șoc}$ = curentul maxim la închidere
I_c = curentul capacitiv prin aparat
U_r = tensiunea de restabilire
U_1 = tensiunea în amonte de aparat
U_2 = tensiunea în aval de aparat
ID = închidere-deschidere
t_i = timpul propriu la închidere
t_d = timpul propriu la deschidere
t_{st} = timpul de stabilire
t_{arc} = durata arcului
t_r = timpul de rupere
D = deconectare.

De aceea se impune realizarea unui ansamblu cameră de stingere printr-o redimensionare a portcontactului superior inclusiv tratarea aliajului (AtC) din care este realizat portcontactul pentru obținerea unor caracteristici mecanice superioare.

1. Concluzii

Experimentările efectuate pe diferite variante constructive de cameră de stingere atestă o comportare corespunzătoare a întreruptorului în regim capacitiv și satisfăcătoare în regim de scurtcircuit (inductiv).

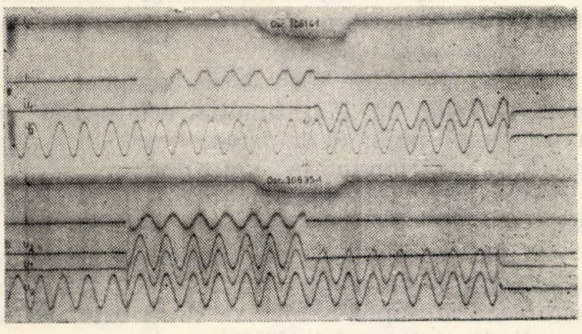


Fig. 5. Oscilograme înregistrate la probele de comutație în regim capacitiv a întreruptorului tip IUP—M—27,5 kV/1250 A în secvențele 1 și 2.

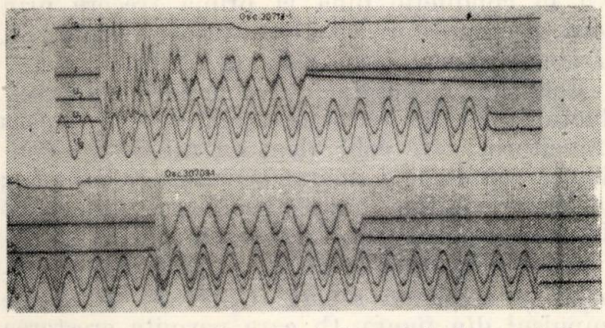


Fig. 6. Oscilograme înregistrate la probele de comutație în regim capacitiv a întreruptorului tip IUP—M 25,5 kV/1250 A în secvențele 2,4.

Încercările în regim capacitiv (de baterie unică de condensatoare) stabilesc următoarele concluzii :

— la conectare nu apar solicitări dinamice și mecanice suplimentae ;

— la deconectare durata arcului este mică, în general sub 10 ms ;

— ruperea curentului capacitiv se face de cele mai multe ori la trecerea lui prin zero și doar în unele cazuri în secvențele 1, 3, ruperea se face cu smulgere de curent (fig. 5, oscilograma 30635—1) ;

— deconectarea se face fără reaprinderi și reamorsări în varianta constructivă B, și fără supratensiuni de comutație în comparație cu vechea variantă constructivă (fig. 6).

Bibliografie

[1] *Onu, V., Bălan, Gh.* Comportarea întreruptoarelor de medie tensiune din sistem la deconectarea curenților capacitivi ai bateriilor de condensatoare. În : Supliment Energetica nr. 5, 1981.

[2] *Curcanu, G., Tușaliu, P., Defta, M.* Studiul comutației bateriilor de condensatoare utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune și pe model fizic. În : Referate tehnico-științifice Electroputere, 1981.

[3] *Curcanu, G., Tușaliu, P., Onu, V.* Comutația curenților inductivi și capacitivi utilizînd întreruptoare de I. T. În : Referatele Sesiunii Jubiliare ale Univ. Craiova, 1981.

[4] *Tușaliu, P., Curcanu, G.* Asupra comutației bateriilor de condensatoare. În : Referatele Sesiunii Jubiliare ale Univ. Craiova, 1981.

[5] *Tușaliu, P., Curcanu, G., Bălășoiu, T., Drăghici, I.* Asupra fenomenelor tranzitorii la încercarea în regim capacitiv a întreruptorului IUP-M-27, 5 kV/1 250 A. În : Referatele CNEE/82 — Timișoara, 1982.

[6] *Tușaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, G.* Asupra determinării solicitărilor întreruptoarelor electrice la comutația bateriilor de condensatoare. În : EEA - Electrotehnica **30** nr. 3, 1982.

[7] *Onu, V.* Aspecte noi privind comutația bateriilor de condensatoare în trepte. În : Referatele Conferinței Naționale de Energetică — București, 1983.

[8] *Tușaliu, P.*, Curcanu, G. Asuprä comutației întreruptorului tip IUP-M-27,5 kV/1 250 A, în regim de baterie unică de condensatoare. În : Referatele Conferinței Naționale de Energetică secția 35 — București, 1983.

[9] *Riulescu, I., Lăzărescu, R.*, Conectarea bateriilor de condensatoare. În : EEA — Electrotehnica **24**, nr. 4, 1976.

[10] *Curcanu, G., Tușaliu, P.* Cercetări privind comutația bateriilor unice de condensatoare cu IUP-M-27,5 kV/ 1 250 A în vederea limitării supratensiunilor de comutație. Temă de certcetare, 1983.

[11] *Tușaliu, P., Chelaru, R., Curcanu, G.* Echipament privind modelarea fenomenelor tranzitorii la comutația bateriilor de condensatoare. În : Referatele Conferinței Energeticienilor din România, București, 1980.

[12] *Larson, P., Wehrli, R.* Coupure de courants capacitifs des dijoncteurs a faible volume d'huile. În : Rev. Brown-Boveri, nr. 4 1974.

[13] *Kopainsky, J., Ruoss, E.* La coupure de faibles courants inductifs dans les reseaux a haute tension. In : Rev. Brown-Boveri, nr. 4 1979.

[14] STAS 3686—5—74. Întreruptoare pentru tensiuni alternative peste 1 kV. Metoda de încercări funcționale în sarcină.

CZ 621.316.17:621.314

IZOLAȚIE ÎN SF_6
ÎNCERCARE LA PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE

Utilizarea transformatorului de tensiune încorporat pentru încercarea instalațiilor capsulate în SF_6

ANDREI MARINESCU * — CRAIOVA

Introducere

Încercarea instalațiilor capsulate (IC) în SF_6 la locul de montaj (LM) este o problemă care se menține în actualitate datorită faptului că pînă în prezent nu există o metodă universal acceptată, deși pe plan internațional s-au făcut progrese însemnate [1].

Încercarea la LM trebuie să indice în special defectele care apar în timpul transportului și al montajului final. În această categorie intră perturbațiile fixe de pe electrozi (muchii, rugozități), particulele fixe la potențial flotant (aflate pe suprafețele electroizolante) și particulele libere care se pot deplasa între electrozi sub influența cîmpului electric.

Detectarea acestor elemente perturbatoare se face cel mai bine printr-o încercare cu tensiune alternativă (TA), combinată cu măsurarea DP în bandă largă [2].

Totuși, încercarea cu TA nu este posibilă la LM decît pentru IC cu tensiuni nominale de cel mult 245 kV, datorită dificultăților legate de transportul și alimentarea transformatorului de încercare.

Ca o soluție de compromis [3, 4] s-a propus încercarea la LM cu impulsuri de tensiune oscilante de tip supratensiuni de comutație (STC), pentru detectarea particulelor depuse pe suprafețele izolante și de tip supratensiuni atmosferice (STA) pentru detectarea perturbațiilor fixe precedate de „condiționarea" izolației sub TA de ordinul de mărime al tensiunii nominale și de o durată suficientă pentru ca particulele mobile să se poată deplasa în locuri unde nu pot provoca străpungeri. În acest caz sursa de TA poate fi transformatorul de tensiune existent în IC, iar producerea impulsurilor oscilante de ambele tipuri este încredințată unui generator de impulsuri de tip special, transportabil.

În lucrarea de față se arată că transformatorul de tensiune (TT) încorporat în IC poate servi pentru generarea prin inducție electromagnetică a unor supratensiuni de comutație de tip nou și se descriu particularitățile utilizării acestei metode de încercare.

1. Descrierea metodei de încercare

În [5, 6] se descrie producerea STC prin inducție electromagnetică cu ajutorul transformatoarelor de încercare și al transformatoarelor de putere; cea mai utilizată metodă constă în descărcarea unui condensator pe înfășurarea de joasă tensiune a transformatorului prin intermediul unui eclator comandat clasic, obținîndu-se în secundar un impuls oscilant amortizat care redă satisfăcător solicitarea produsă de supratensiunile care apar în realitate în rețelele electrice.

Pentru a obține instalații compacte ușor transportabile, în [7], funcția eclatorului comandat este preluată de un contactor static (CS) cu timp de conducție controlat.

Performanțele acestor scheme sînt determinate de:

— tipul conducției: contactor static unipolar format dintr-un tiristor (CSU) sau contactor static bipolar format dintr-un tiristor și o diodă antiparalel (CSB);

— timpul de conducție: scurt (S) sau lung (L). Prin comandă scurtă se înțelege menținerea în conducție pînă la prima trecere prin zero a curentului la CSU, respectiv pînă la a doua trecere prin zero la CSB.

Eclatorul comandat clasic menținut în conducție pînă la terminarea întregului proces tranzitoriu este echivalent cu un CS cu conducție bipolară și comandă lungă (CSB—L); astfel se obține impulsul oscilant amortizat de tip $1-\cos\omega t$ din figura 1a.

Dacă se utilizează un contactor static unipolar și comandă scurtă (CSU—S) se obține impulsul din figura 1b care permite creșterea însemnată a duratei t_{90}. Impulsul obținut este un hibrid format dintr-un domeniu de creștere de tipul $(1 - \cos \omega t)$ și un domeniu de spate cosinusoidal (prima semiundă). Aceasta se datorește faptului că după blocarea tiristorului la trecerea prin zero a curentului (maximul tensiunii), condensatorul acumulator (C_s) este deconectat de la restul schemei, iar transformatorul de încercat devine un oscilator neliniar amortizat format din inductivitatea de magnetizare (L_m) și capacitatea echivalentă de sarcină a transformatorului C_e, care include capacitatea proprie a transformatorului, capacitatea divizorului de tensiune (dacă există) și capacitatea de sarcină (capacitatea fazei încercate din IC în SF_6).

Amplitudinea primei oscilații inverse reprezintă, funcție de amortizarea circuitului $L_m C_e$, valori care pot atinge 0,9 U_{max}. Ea poate fi micșorată prin mijloace care se descriu pe larg în [7].

* CCSIT — „Electroputere" — Craiova

Impulsul hibrid din figura 1b a fost utilizat pentru încercarea IC în SF_6. Creşterea însemnată a duratei de menţinere a tensiunii la nivelul 90% din U_{max} permite echivalarea sa cu un impuls STC cu frecvenţa de cîteva ori mai joasă decît impulsul oscilant, ceea ce permite punerea în mişcare a particulelor mobile, eventual existente, şi prin aceasta posibilitatea de detectare a acestora.

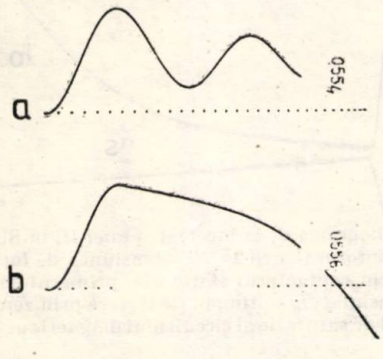


Fig. 1a, b. Impulsuri de tensiune de comutaţie simulate cu transformatoare de măsură : a — impuls oscilant amortizat pe tip 1 — cosωt ; b — impuls hibrid. Explicaţii în text

O altă particularitate a schemei care foloseşte CSU—S pentru producerea impulsului din figura 1b constă în modul de utilizare a tensiunii de încărcare a condensatorului acumulator C_s.

Dacă se notează cu U_{co} tensiunea reziduală pe C_s, după terminarea sau întreruperea procesului de descărcare, cu α amortizarea şi cu ω pulsaţia proprie a circuitului RLC [8] se obţine :

$$U_{co} = 0, \tag{1}$$

în cazul utilizării contactorului ideal CSB—L (eclator comandat) indiferent de regimul de descărcare şi :

$$U_{co} = U_0 \exp(-\pi\alpha/\omega), \tag{2}$$

în cazul utilizării CSU—S.

Energia transmisă transformatorului de tensiune la fiecare impuls este [7] :

$$W = 1/2\, C_s(U_0 - U_{co})^2, \tag{3}$$

iar timpul de reîncărcare a condensatorului acumulator (la nivelul 0,9 U_0) este :

$$(t_{inc})_{min} = R_1 C_s \ln [10(1 - U_{co}/U_0)]. \tag{4}$$

Ca rezultat schema de încercare cu CSU—S pentru obţinerea impulsului din figura 1 b transmite sarcinii energii relativ mici (foarte important pentru caracterul nedistructiv al încercării IC în SF_6), conduce la timpi de reîncărcare şi consum de energie reduse.

2. Particularităţile producerii STC cu ajutorul TT

Schema de producere a STC prin inducţie electromagnetică este echivalentă pentru domeniul de creştere a impulsului cu un circuit RLC serie [3] în care inductivitatea serie este inductivitatea de scăpări L_s a transformatorului de tensiune şi toţi parametrii circuitului se consideră raportaţi la primarul TT. În acest caz, dacă se neglijează amortizarea, tensiunea de ieşire, frecvenţa proprie şi curentul prin contactorul static sînt :

$$U_e(t) = nkU_0(1 - \cos \omega t), \tag{5}$$

$$\omega \approx (kC_eL_s)^{-1/2} \tag{6}$$

$$i(t) = U_0(kC_e/L_s)^{1/2} \sin \omega t, \tag{7}$$

unde $k = C_s/(C_s + C_e)$, iar n este raportul de transformare nominal al transformatorului de tensiune.

Raportul de transformare n are valori mari ceea ce face ca la încercarea IC în SF_6 capacitatea C_e reflectată în primar să atingă valori importante.

Astfel, în cazul utilizării transformatorului de tensiune TIH—123 încorporat în IC în SF_6 fabricate în România, $n = 635$ şi în cazul încercării unei IC cu capacitatea pe fază de 2 nF capacitatea reflectată este de 810 μF.

Pentru a obţine un factor de utilizare acceptabil al tensiunii de încărcare este necesar să se utilizeze condensatoare acumulatoare de valori foarte mari, de ordinul milifarazilor.

În multe cazuri, mai ales la $U_n > 123$ kV, se ajunge la situaţia cînd $C_s \ll C_e$. În acest caz spre deosebire de cazul încercării transformatoarelor de putere sau de încercare cînd $C_s \gg C_e$ şi deci :

$$(U_e)_{max} \approx 2\, nU_0, \tag{8}$$

amplitudinea tensiunii de ieşire este puternic dependentă de capacitatea de sarcină C_e :

$$(U_e)_{max} = 2nkU_0 \approx 2nU_0 \frac{C_s}{C_e}. \tag{9}$$

Din relaţia (9) rezultă că menţinerea tensiunii de ieşire la o capacitate de sarcină dată se poate face menţinînd produsul :

$$U_0 C_s \approx \text{ct.} \tag{10}$$

În aceeaşi ipoteză simplificatoare, $C_s < C_e$ frecvenţa proprie a circuitului respectiv devine :

$$\omega \approx (C_sL_s)^{-1/2}. \tag{11}$$

De aici rezultă că timpul de creştere a impulsului STC generat este practic independent de capacitatea de sarcină a TT.

3. Schema instalației de încercare realizate

În figura 2 se dă schema de principiu a instalației în care condensatorul acumulator C_s se încarcă prin rezistența R_1 la tensiunea U_0 și se descarcă practic neamortizat în primarul TT prin intermediul CS de tip CSU—S. Comanda acestuia și sincronizarea cu osciloscopul catodic se asigură prin dispozitivul de sincronizare DS. TT este prevăzut cu o priză

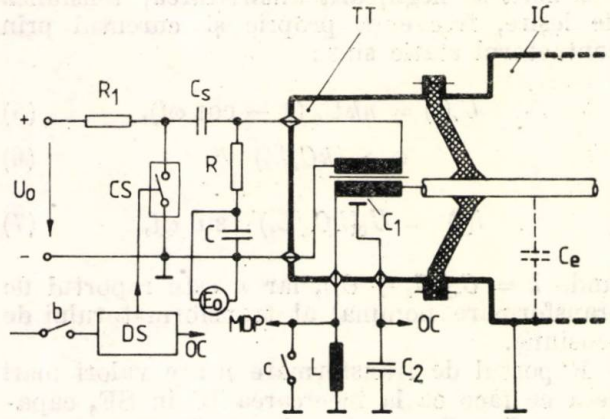


Fig. 2. Schema de principiu a instalației de încercare a celulelor capsulate izolate în SF_6 : IC — instalația capsulată ; TT — incinta transformatorului de tensiune inductiv ; CS — contactor static ; DS — dispozitiv de sincronizare ; MDP — aparat de măsură a descărcărilor parțiale ; C_s — condensator acumulator ; R_1 — rezistența de încărcare a lui C_s ; R-C — elemente ale circuitului de premagnetizare în curent continuu ; E_0 — sursa de tensiune reglabilă pentru premagnetizare ; U_0 — sursa de tensiune continuă pentru încărcarea lui C_s ; OC — osciloscop catodic ; C_1 — sondă capacitivă ; C_e — capacitatea echivalentă a IC de încercat ; L, C_2 — elemente ale circuitului de detecție a DP.

de tensiune capacitivă în înfășurarea de IT, ceea ce permite măsurarea tensiunii de ieșire. Pentru măsurarea DP cuva transformatorului de măsură este izolată printr-o flanșă specială de restul IC în SF_6.

La terminarea procesului oscilant miezul feromagnetic al TT rămîne demagnetizat. Pentru mărirea duratei de acțiune a impulsului STC generat, prin grupul RC se introduce o premagnetizare în curent continuu aplicat permanent I_d produs de sursa reglabilă de tensiune continuă E_0.

Polaritatea curentului se alege astfel încît fluxul magnetic în miez să fie de semn contrar celui produs de impulsul util. Astfel, indiferent de fluxul remanent la terminarea impulsului util, punctul de funcționare pe caracteristica de magnetizare se deplasează într-un punct fix, ceea ce asigură creșterea duratei t_0 pînă la prima trecere prin zero cu cca 50 % și reproductibilitatea impulsurilor succesive.

Dispozitivul de încercare este înglobat într-o cutie cu volumul de 0,04 dm^3, care cîntărește 15 kg și conține toate elementele de comandă și reglaj, cu excepția condensatorului acumulator C_s, care este realizat ca o unitate separată dintr-o baterie de condensatoare electrolitice obișnuite, legate în serie sau în paralel în funcție de energia și tensiunea necesară. Contactorul static CS este realizat cu un tiristor de tip obișnuit cu tensiunea de lucru

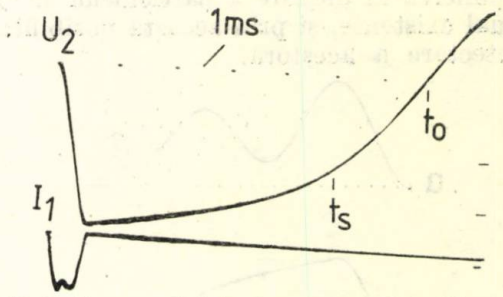


Fig. 3. Oscilograma de la încercarea unei IC în SF_6 cu impulsuri STC conform figurii 2 : U_2 — tensiunea de încercare ; I_1 — curentul prin contactorul static din primarul transformatorului de tensiune ; t_0 — timpul de trecere prin zero ; t_s — timpul de saturație al circuitului magnetic al TT.

de 1,5 kV și curentul nominal de 300 A capabil să comute în regim de impulsuri singulare curenți pînă la 1,5 kA. În figura 3 este dată oscilograma impulsului STC, obținută la încercarea unei IC în SF_6 de 123 kV și a curentului prin contactorul static. TT cu care este echipată IC este TIH—123. Pentru o capacitate de sarcină totală de 2nF se obține un timp de creștere de 0,8 ms, un timp de trecere prin zero de 6,8 ms și o durată de solicitare la nivelul 90 % U_{max} de 2 ms, la tensiunea de încercare de 352 kV (0,8 U_{inc} STC). Excitarea se face de la un condensator acumulator de 5 000 μF la tensiunea U_0 de 400 V cînd curentul prin CS este de 1,1 kA.

4. Concluzii

Utilizarea transformatoarelor de tensiune ca generatoare de impulsuri de comutație pentru încercarea instalațiilor capsulate, în care sînt înglobate, reprezintă o metodă simplă și eficientă de rezolvare a problemei spinoase de încercare la locul de montaj.

Înlocuirea eclatorului comandat printr-un contactor static cu conducție unilaterală și comandă scurtă permite obținerea unor impulsuri de încercare fără oscilații și o creștere însemnată a duratei de solicitare a izolației la nivelul 90 % U_{max}.

Facilitățile oferite de CS (comandă sigură și eficientă, perturbații electromagnetice reduse etc.), în combinație cu metoda de menținere a duratei pînă la prima trecere prin zero, conduc la realizarea unor instalații de încercare compacte, ușor transportabile și comod de manevrat.

Bibliografie

[1] IEC 17C (Secr.) 68 : High voltage tests of gas-insulated enclosed switchgear after erection on site. Dec. 1982.

[2] *Mosch, W., Hauschild, W.* Hochspannungsisolierungen mit Schwefelhexafluorid. Verlag Technik, Berlin 1979.

[3] *Crucius, M., Diessner, A., Luxa, G.* Schwingende Schaltstosspannung zur Hochspannungsprüfung von SF_6-isolierten Systemen In : ETZ-A 98 2, 1977, 132—136.

[4] *Hauschild, W., Jahn, H., Mosch, W., Lemke, E., Speck, J.* Auswahl von Hochspannungsprüfungen an SF_6-Isolierungen aus physikalischer und technischer Sicht. In : Elektrie 37, 4, 1983, 196—198.

[5] *Thione, L., Kucera, J., Weck, K. H.,* Switching impulse generation techniques using high voltage testing transformers. In : Electra 43, 1975, 33—72.

[6] *Thione, L., Spinelli, A., Bossi, A., Sesto, E. Sigaudi, G., Babare, A.,* Switching impulse tests of EHV and UHV transformers. In : TIEEE on PAS, PAS-99, 2, 1980, 779—789.

[7] *Marinescu, A.* Static switches for switching impulse generation by transformers. In : Proceedings of ISH—83 Athen Paper 52.10.

[8] *Marinescu, A.* Ispitanie izoliații silovîh i izmeritelnîh transformatorov kommutationîmi impulsami pri puske v deistvie i vo vremia ekspluatații. Biuleten Interelektrotest, 5, 1982, 106—117.

[9] *Marinescu, A.* Power transformer switching impulse test method using DC simultaneous demagnetisation of magnetic core. In : Proceedings of ISH—79, Milan Paper 41.02.

CZ 621.355.2 :621.314.6

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRICE
REDRESOARE CU SILICIU

Dezvoltarea fabricației de redresoare pentru locomotive la „Electroputere"

ION PICU, CONSTANTIN POPESCU * — CRAIOVA

Generalități

Fabricația redresoarelor pentru locomotive la întreprinderea „Electroputere" — Craiova a început în anul 1968 cînd, după documentație de licență, s-au executat primele redresoare monofazate pentru locomotiva electrică de 5 100 kW.

Odată cu dezvoltarea transmisiei în curent alternativ-curent continuu la locomotive diesel-electrice și introducerea în fabricație a locomotivelor diesel-electrice de 4 000 CP s-a proiectat și s-a realizat un redresor trifazat în punte pentru regimul nominal de 3 960 A și 1 500 V, echipat cu diode tip TU 39 fabricate de IPRS-Băneasa.

Din punct de vedere constructiv acest redresor s-a dezvoltat pe tehnologia și dotările fabricii de locomotive, avînd la bază elemente de la redresorul monofazat al locomotivei electrice.

Pornind de la redresorul trifazat pentru locomotiva diesel-electrică de 4 000 CP s-au dezvoltat în continuare, în construcție modulizată, redresoarele pentru locomotivele diesel-electrice de 1 500 CP marfă-călători și pentru locomotivele de 1 500 CP-manevră.

În continuare se vor prezenta dimensionarea, construcția, sistemul de protecție și încercarea redresoarelor trifazate în punte pentru locomotive fabricate la „Electroputere".

* CCSIT — „Electroputere" — Craiova

1. Dimensionarea redresoarelor trifazate în punte

Se notează :

U_m — amplitudinea tensiunii de alimentare ;

U_{max} — valoarea maximă a tensiunii redresate ;

I_d — curentul continuu nominal.

1.1. *Tensiunea inversă maximă* pe brațul punții, $U_{inv\ max}$:

$$U_{inv\ max} = \frac{U_{max}}{2},$$

unde :

$$U_{max} = \sqrt{3}\,U_m.$$

1.2. Curentul mediu pe brațul punții, I_{bmed} :

$$I_{bmed} = \frac{I_d}{3}.$$

1.3. Coeficientul de siguranță în tensiune, k_{su} :

$$k_{su} = \frac{n_s\, V_{RRM}\, k_{rt}}{U_{inv\ max}},$$

unde : n_s — numărul de diode conectate în serie ;

V_{RRM} — tensiune inversă de vîrf repetitivă (se specifică de furnizorul diodei) ;

k_{rt} — coeficient de repartiție a tensiunii pentru diodele conectate în serie.

1.4. Numărul de diode conectate în paralel, n_p

Se notează : T_j — temperatura joncţiunii ;
T_a — temperatura ambiantă ;
R_{thj-c} — rezistenţa termică joncţiune-capsulă ;
R_{thc-r} — rezistenţa termică capsulă — radiator ;
P_d — puterea disipată la curentul mediu redresat.

Curba puterii disipate funcţie de curentul mediure dresat se specifică de furnizorul diodelor.

Se calculează temperatura maximă admisă a joncţiunii :

$$T_j = T_a + P_D \cdot R_{th}.$$

În continuare se calculează temperatura capsulei diodei :

$$T_c = T_j - R_{thj-c} \cdot P_d.$$

Temperatura capsulei, calculată pentru temperatura ambiantă impusă şi la curentul mediu redresat I_0 trebuie să fie mai mică decît temperatura capsulei specificată de furnizorul diodei prin curba $I_0 = f(T_c)$.

Admiţînd un coeficient de repartiţie a curentului prin diodele conectate în paralel de + 10% faţă de curentul mediu redresat I_0, se determină numărul de diode conectate în paralel :

$$n_p = \frac{I_b}{0{,}9 I_0}.$$

După stabilirea numărului de diode care se conectează în paralel, se reverifică temperatura capsulei diodei care trebuie să fie mai mică decît cea prescrisă.

1.5. Coeficientul de siguranţă în curent, k_{SI}

Se porneşte de la curba $I_0 = f(T_c)$ care este prescrisă de furnizorul diodelor.

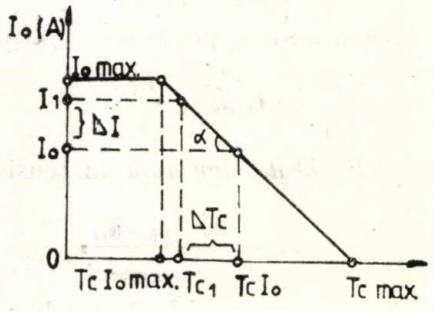


Fig. 1. Coeficientul de siguranţă în curent k_{SI}.

Se notează : T_{Cmax} — temperatura maximă admisă a capsulei ;
T_{CI0max} — temperatura maximă a capsulei corespunzătoare curentului maxim redresat ;
I_0 — curentul mediu redresat, impus ;
T_{CI0} — temperatura capsulei corespunzătoare curentului mediu redresat (valoare prescrisă de furnizorul diodei) ;
T_{CI} — temperatura capsulei rezultată la proba de încălzire la curentul mediu redresat, în condiţiile de ventilaţie stabilite.

Din figura 1 rezultă că la o rezervă în temperatură ΔT_c, corespunde o rezervă în curent ΔI :

$$\Delta I = \operatorname{tg}\alpha \cdot \Delta T_c,$$

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{I_{0\,max}}{T_{c\,max} - T_{cI0\,max}}.$$

Notînd : $k_{SI} = \frac{I_1}{I_0}$,

rezultă :

$$k_{SI} = \frac{I_0 + \operatorname{tg}\alpha \cdot \Delta T_c}{I_0} = 1 + \frac{\operatorname{tg}\alpha \cdot \Delta T_c}{I_0}$$

$$k_{SI} = 1 + \frac{I_{0\,max}(T_c I_0 - T_{c1})}{I_0(T_{c\,max} - T_c I_{b\,max})},$$

$$k_{SI} = 1 + \frac{T_c I_0 - T_{c1}}{T_{cmax} - T_c I_0}.$$

Coeficientul de siguranţă în curent, k_{SI} are valoarea maximă cînd $T_{C1} = T_{CI0\,max}$. În acest caz redresorul funcţionează la curentul mediu redresat I_0 dar temperatura capsulei diodelor corespunde curentului maxim redresat $I_{0\,max}$.

Cînd $T_{C1} < T_{CI0\,max}$, coeficientul de siguranţă k_{SI} rămîne constant, dar redresorul funcţionează la o temperatură mai mică decît temperatura admisă, corespunzătoare curentului $I_{0\,max}$, ceea ce este echivalent cu o supradimensionare nejustificată a redresorului.

În tabelul 1 se arată parametrii redresoarelor trifazate proiectate şi fabricate la „Electroputere". Valorile indicate sînt pentru redresoarele echipate cu diode tip TU39. Valorile menţionate în paranteză corespund utilizării diodei tip TU38.

Observaţii

Deoarece pe locomotive se utilizează un redresor principal (RP) şi un redresor auxiliar (RA), cele două redresoare sînt concepute într-o construcţie unitară (trecute în aceeaşi rubrică în tabelul 1).

Tabelul 1

Parametri \ Tip redresor	RP1 500/3 960	RP 900/2 600	RP 900/4 000
	RA 110/1 000	RA 110/600	RA 110/600
U_d, V	1 500	945	945
	110	110	110
I_d, A	3 960	2 600	4 000
	1 000	600	600
U, V	1 100	700	700
	85	85	85
np	7	5	7
	2	2	2
ns	2	2	2
	1	1	1
I_o, A	188	173	190
	167	100	100
R_{SU}	2,41	3,8(2,4)	3,8(2,4)
	(8,6)	(8,6)	(8,6)
R_{SI}/diodă	1,1	1,125	1,08
	1,62	1,9	1,9
T_c, °C	82	90	82
	87	105	108

2. Construcţia redresoarelor

La definitivarea formei constructive a redresoarelor trifazate, un rol deosebit l-a avut linia tehnologică existentă la „Electroputere" pentru realizarea redresoarelor monofazate care echipează locomotiva electrică de 5 100 kW.

Redresoarele sînt executate cu corpuri de răcire tip „BRAD" dispuse circular pe un sector de 240°.

Redresoarele trifazate sînt executate cu aceleaşi elemente constructive şi au forma geometrică similară cu redresoarele monofazate, cu deosebirea că, dacă la redresoarele monofazate fiecare diodă (conectată în serie sau în paralel cu altele) este montată pe radiator propriu, la redresoarele trifazate, diodele conectate în paralel sînt montate pe radiator comun.

Lungimea corpului de răcire este dictată de parametrii solicitaţi, respectiv de numărul de diode conectate în paralel.

Ca urmare a înălţimii apreciabile a redresorului, determinată de parametrii solicitaţi, s-a pus problema egalizării temperaturii diodelor montate pe acelaşi corp de răcire. În acest sens s-a ales o soluţie de dispunere neuniformă a diodelor pe corp astfel încît distanţa între două diode vecine scade proporţional de la diodele inferioare spre cele superioare.

Rigidizarea corpurilor de răcire se face prin tiranţi care străbat corpurile de răcire şi se prind la partea superioară pe un inel-suport superior, iar la partea inferioară pe inelul—suport inferior.

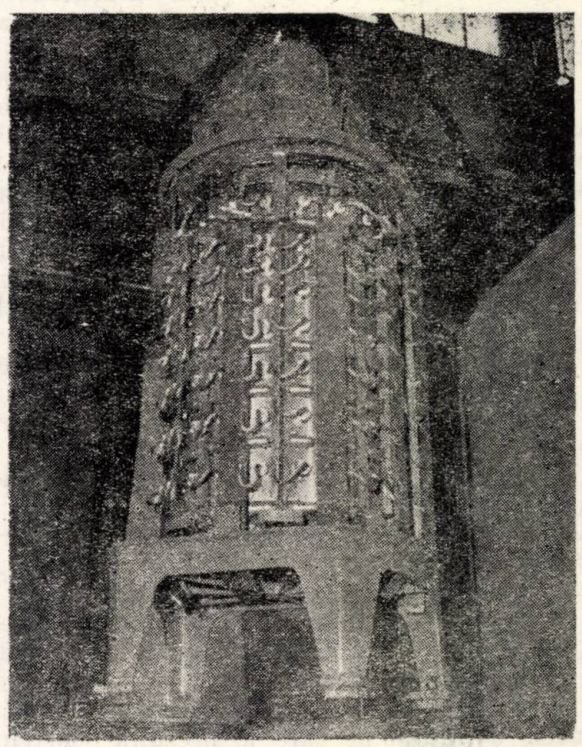


Fig. 2. Redresor trifazat.

Redresorul se aşează pe un suport prin care trec şi barele de curent spre suprafaţa de aşezare.

Pe suportul superior se montează motoventilatorul care asigură ventilaţia redresorului. Aerul circulă de la partea superioară spre partea inferioară spălînd în mod uniform aripile corpurilor de răcire. La cererea beneficiarului, aerul de răcire poate fi evacuat în locomotivă sau sub locomotivă.

Redresorul astfel realizat este o construcţie modulizată din care se pot obţine şi alte variante de redresoare. În acest caz modificările constructive constau în redimensionarea lungimii corpurilor de răcire şi a barelor de curent.

Astfel, s-au dezvoltat, pe lîngă redresorul pentru LDE 4 000 CP (RP1 500/3 960 + RA 110/1 000) şi redresoarele pentru LDE 1 500 CP marfă-călători (RP900/2 600 + RA110/600) şi pentru LDE 1 500 CP manevră (RP900/4 000 + RA110/600).

3. Protecția redresoarelor pentru locomotive

3.1. Protecția împotriva supratensiunilor

La redresoarele pentru locomotive electrice metodele de protecție la supratensiuni nu impun condiții speciale față de metodele folosite în stații staționare de redresare.

La redresoarele pentru locomotive diesel-electrice, cu transmisie curent alternativ-curent continuu, la care orice deconectare a puterii de transmisie (generator sincron-redresor- motoare de tracțiune) se face prin dezexcitarea generatorului, majoritatea surselor de supratensiuni se elimină.

Ca soluție de protecție la supratensiuni peste redresoarele monofazate de pe locomotivele electrice s-a ales varianta cu grup RC pe fiecare braț al punții. Aceeași soluție s-a menținut și pentru redresoarele trifazate pentru locomotivele diesel-electrice. Întrucît protecția adoptată nu are particularități față de soluțiile clasice de protecție la supratensiuni, nu se va detalia în acest material.

3.2. Protecția la scurtcircuit

În general, ca elemente capabile să întrerupă curentul de defect se pot aminti :

— întrerupătoare rapide de curent alternativ în circuitul alternativ ;

— întrerupătoare rapide pe partea de curent continuu ;

— scurtcircuitoare pe partea de curent alternativ ;

— siguranțe fuzibile ultrarapide.

Pentru redresoarele de tracțiune s-a ales ca soluție protecția cu scurtcircuitor ultrarapid pe partea de curent alternativ.

Această alegere a fost determinată de următoarele avantaje pe care le prezintă scurtcircuitorul față de celelalte metode :

— timp de acționare mic (2 — 3 ms) față de întrerupătoare rapide (20 — 120 ms) ;

— posibilitate de rearmare imediat după dispariția curentului de defect (la locomotive, curentul de defect determinat de cercul de foc la colector este frecvent) față de siguranțele fuzibile care după înlăturarea defectului trebuie înlocuite ;

— nu determină supratensiuni pe diodă ;

— au gabarit mic, convenabil de încadrat în echipamentul locomotivelor.

Scurtcircuitorul utilizat pentru protecția redresoarelor pentru locomotivele din profilul „Electroputere" are următoarele caracteristici :

— putere de închidere : 100 kA ;

— curent limită termic (100 ms) : 40 kA ;

— timp de închidere : 2,5 ms.

3.2.1. Schema de protecție a redresoarelor monofazate pentru locomotive electrice

Se utilizează cîte un scurtcircuitor pentru fiecare înfășurare secundară a transformatorului. Sesizarea curentului de defect se realizează prin cîte un transformator de impuls conectat pe partea de curent alternativ cu schema înfășurărilor conform figurii 3.

Transformatorul de impuls are o înfășurare primară (bară) înseriată în circuitul care se supraveghează, două înfășurări secundare cu dispozitiv de redresare pentru comanda scurtcircuitorului și o înfășurare de premagnetizare alimentată în curent continuu cu un curent stabilizat, a cărui valoare determină pragul de acționare a scurtcitcuitorului.

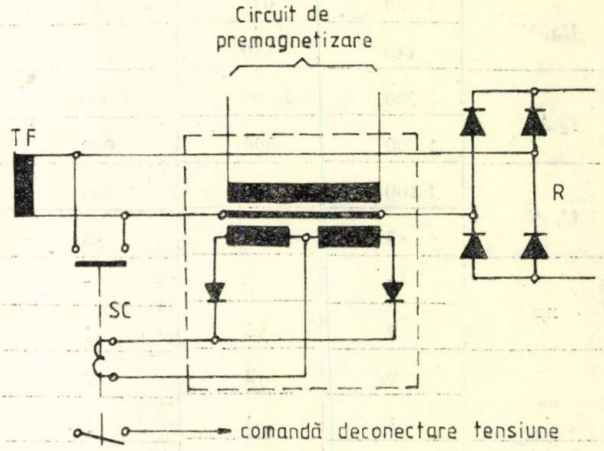


Fig. 3. Schema de protecție a redresorului monofazat cu scurtcircuitor ultrarapid comandat prin transformator de impuls : *TF* — transformator de forță (înfășurare de joasă tensiune) ; *R* — redresor ; *TI* — transformator de impuls ; *SC* — scurtcircuitor ultrarapid.

Apariția curentului de scurtcircuit determină în înfășurarea secundară o tensiune corespunzătoare pentru comanda acționării scurtcircuitorului.

Acționarea scurtcircuitorului are ca efect trecerea scurtcircuitorului de pe partea de curent continuu a redresorului pe partea de curent alternativ. În momentul acționării un contact auxiliar al acestuia comandă deconectarea tensiunii de alimentare a transformatorului principal.

Se remarcă faptul că din momentul acționării scurtcircuitorului pînă la deconectarea tensiunii de alimentare, transformatorul suportă curentul de scurtcircuit.

Schema și componența circuitului de premagnetizare sînt arătate în figura 4.

3.2.2. Schema de protecție a redresoarelor trifazate pentru locomotive diesel cu transmisie curent alternativ-curent continuu

Realizarea la „Electroputere", prin concepție proprie a locomotivelor diesel-electrice cu transmisie c.a.—c.c. (generator sincron-redresor trifazat-motoare de tracțiune de c.c.) a determinat și rezolvarea soluției de protecție a redresorului trifazat.

În prima etapă, la locomotiva diesel-electrică de 4 000 CP pentru CFR s-a utilizat o

soluție similară cu cea folosită pe locomotivele electrice (fig. 5).

Scurtcircuitorul conectat la bornele generatorului principal este comandat de două transformatoare de impuls care controlează curentul pe două faze ale generatorului sincron principal.

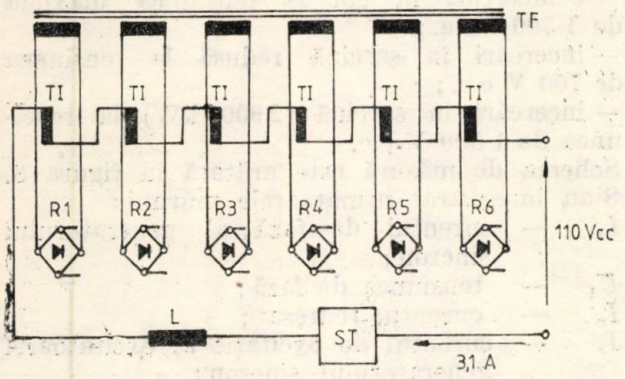


Fig. 4. Schema circuitului de premagnetizare la LE de 5 100 kW: TF — transformator de forță; R_1 — R_6 — redresoare de forță; TI — transformatoare de impuls; L — self; ST stabilizator de curent.

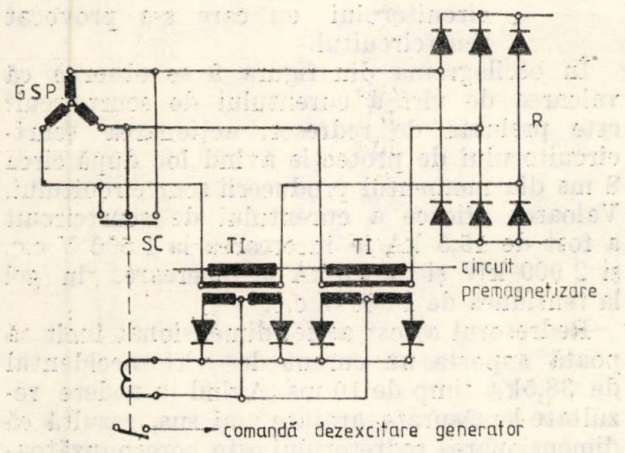


Fig. 5. Schema de protecție a redresorului trifazat cu scurtcircuitor trifazat ultrarapid, comandat prin transformatoare de impuls.

Astfel, orice situație de scurtcircuit pe partea de curent continuu este sesizată de transformatoarele de impuls care comandă acționarea scurtcircuitorului, transferîndu-se astfel scurtcircuitul de pe partea de curent continuu pe partea de curent alternativ. Odată cu acționarea scurtcircuitorului, printr-un contact auxiliar al acestuia se comandă dezexcitarea generatorului.

Dezvoltarea electronicii de comandă la „Electroputere" a determinat și schimbarea sistemului de comandă a scurtcircuitorului. Astfel, s-a dezvoltat un sistem electronic de comandă (fig. 6), care supraveghează curentul pe două faze prin transformatoare de curent obișnuite. Cu această soluție se elimină transformatoarele de impuls cu toate componentele circuitului de premagnetizare.

Această soluție s-a aplicat pe locomotivele diesel-electrice de 3 000 CP pentru CFR și apoi pe locomotivele de 4 000 CP exportate în Grecia.

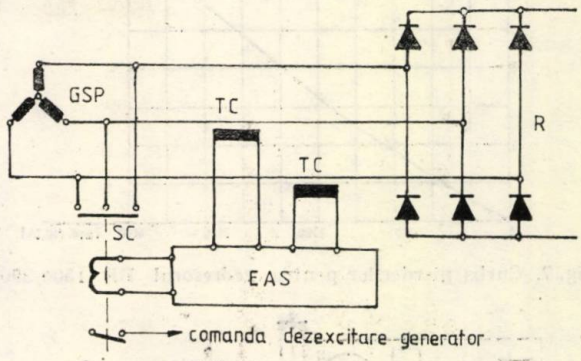


Fig. 6. Schema de protecție a redresorului trifazat cu scurtcircuitor ultrarapid, comandat cu instalație electronică: GSP — generator sincron principal; SC — scurtcircuitor; TC — transformator de curent; EAS — electronică de comandă — acționare scurtcircuitor; R — redresor.

4. Încercarea redresoarelor pentru locomotive

Probele de tip și cele de serie pentru toată gama de redresoare, dezvoltate și fabricate la „Electroputere", se execută în standul de probă propriu, prevăzut cu toată aparatura și dotările necesare.

În cele ce urmează se prezintă cele mai reprezentative încercări.

4.1. Încercări de serie

Încercarea de mers în gol

Cu redresorul alimentat la tensiunea nominală se oscilografiază tensiunea inversă pe un anumit număr de diode.

Încercarea la încălzire

Cu redresorul în scurtcircuit la curentul nominal, pentru fiecare diodă se măsoară temperatura capsulei diodei (t_c) și temperatura corpului de răcire.

Creșterea temperaturii capsulei diodei față de temperatura aerului de răcire ($\Delta tc-a$) trebuie să fie mai mică decît cea calculată.

Repartiția curentului prin diodele conectate în paralel.

Cu redresorul în scurtcircuit la curentul nominal, se măsoară curentul prin fiecare diodă. Abaterile de curent măsurate nu trebuie să depășească pe cele impuse.

Determinarea pierderilor.

Proba se face cu un montaj adecvat. Se măsoară puterea pe partea de curent alternativ cu trei wattmetre și pe partea de curent continuu, măsurînd valoarea tensiunii (U_d) și a curentului (I_d). Se ridică curba pierderilor funcție de curentul pe partea de curent continuu.

În figura 7 este arătată curba pierderilor pentru redresorul RP1500/3960.

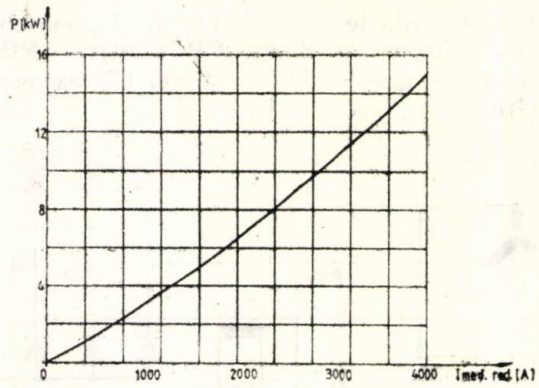


Fig. 7. Curba pierderilor pentru redresorul BP 1500/3960.

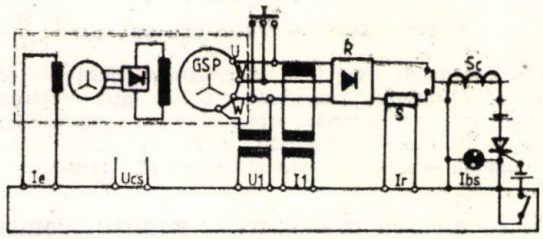


Fig. 8. Schema de măsură pentru verificarea comportării redresorului la scurtcircuit bruse.

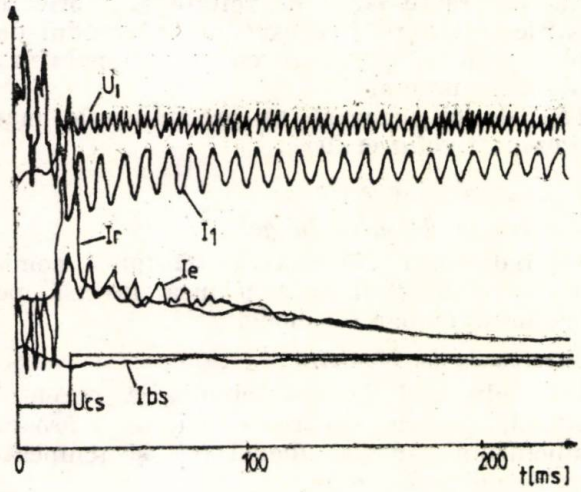


Fig. 9. Oscilograma valorii de vîrf a curentului de scurtcircuit.

4.2. Încercări de tip

Încercările de tip la care se supun redresoarele constau în principal din:

— verificarea la vibraţii şi scuturături;
— verificarea comportării la frig;
— verificarea rezistenţei de izolaţie;
— verificarea rigidităţii dielectrice.

4.3. Verificarea comportării redresorului la scurtcircuit bruse şi eficacitatea sistemului de protecţie adoptat

Încercarea s-a efectuat pe o locomotivă diesel-electrică de 4 000 CP pe inelul de probă de la Făurei.

Datorită solicitărilor deosebit de periculoase la care sînt supuse atît generatorul sincron cît şi redresorul în regimul de scurtcircuit brusc, încercările s-au etapizat după cum urmează:

— încercări preliminare în gol pînă la 700 Vc.c.;
— încercări în gol la tensiunea maximă de 1 500 Vc.c.;
— încercări în sarcină redusă la tensiunea de 700 V c.c.;
— încercări în sarcină (2 900 kW) la tensiunea de 1 500 V c.c.

Schema de măsură este arătată în figura 8. S-au înregistrat următoarele mărimi:

I_1 — curentul de fază al generatorului sincron;
U_1 — tensiunea de fază;
I_r — curentul redresat;
I_e — curentul de excitaţie al excitatoarei generatorului sincron;
U_{cs} — semnal de tensiune de la contactul auxiliar al scurtcircuitorului de protecţie;
I_{bs} — curentul de comandă a bobinei scurtcircuitorului cu care s-a provocat scurtcircuitul.

În oscilograma din figura 9 se observă că valoarea de vîrf a curentului de scurtcircuit este preluată de redresor, acţionarea scurtcircuitorului de protecţie avînd loc după circa 8 ms din momentul producerii scurtcircuitului. Valoarea eficace a curentului de scurtcircuit a fost de 15,5 kA la încercarea la 1 500 V c.c. şi 2 900 kW şi de 21 kA la încercarea în gol la tensiunea de 1 500 V c.c.

Redresorul a fost astfel dimensionat încît să poată suporta un curent de vîrf accidental de 38,5kA timp de 10 ms. Avînd în vedere rezultate lemăsurate arătate mai sus, rezultă că dimensionarea redresorului este corespunzătoare, ceea ce garantează o comportare bună în exploatare.

5. Concluzii

Pornind de la redresoarele monofazate pentru locomotiva electrică de 5 100 kW, la „Electroputere" s-a dezvoltat o serie de redresoare trifazate în punte pentru locomotive diesel cu transmisie c.a.—c.c. Sistemul constructiv modulizat care a fost adoptat permite o diversificare uşoară a oricărui tip de redresor pentru locomotive diesel cu puteri între 1 000 şi 4 000 CP.

Încercările la care au fost supuse redresoarele au demonstrat comportarea bună a acestora şi a sistemului de protecţie utilizat în exploatare.

Bibliografie

[1] Dan Alexandru Moşeanu — Redresoare cu semiconductoare. Bucureşti, Ed. tehnică.

CZ 621.3:621.355.2:537.12

ECHIPAMENTE ELECTRICE
ELECTRONICĂ DE PUTERE

Extinderea gamei echipamentelor electrice bazate pe electronica de putere la I.E.P.C.

VASILE CĂRĂŞEL, ELVIRA POPA, DUMITRU POPESCU, ANCA PÎRŞCOVEANU, MARIANA CARACALEANU*—CRAIOVA

Introducere

Dezvoltarea impetuoasă a economiei naţionale a impus abordarea înlocuirii acţionărilor electrice clasice prin acţionări bazate pe electronica de putere.

CCSIT „Electroputere" şi IEPC s-au angajat plenar în această acţiune obţinînd rezultate meritorii.

În prezent, alături de acţionările pentru foraj, acţionările pentru motoare asincrone folosind invertoarele de curent, excitaţiile statice, invertoarele pentru servicii auxiliare, substaţiile de tracţiune urbană, CCSIT—EP fabrică şi alte tipuri de echipamente dintre care se menţionează:

— echipament de compensare şi filtrare a puterii reactive;

— instalaţii de topire cu curenţi de medie frecvenţă;

— instalaţii pentru electroliză.

1. Echipament pentru compensarea şi filtrarea puterii reactive prin grup LC şi variator alternativ trifazat

Schema de principiu a unui astfel de compensator este prezentată în figura 1.

Principiul de funcţionare are la bază reglarea în mod continuu a puterii reactive dată de bateria fixă de condensatoare folosind variatorul trifazat care prin reglarea unghiului de aprindere la tiristoare modifică valoarea curentului inductiv dat de reactanţa inductivă a bobinei L şi implicit curentul total care este o sumă vectorială dintre curentul inductiv şi cel capacitiv dat de bateria de condensatoare. De asemenea bateria de condensatoare se distribuie în grupe corespunzătoare principalelor armonici ce se doresc filtrate şi înserierea cu acestea a unor inductivităţi astfel încît să rezulte impedanţă nulă pentru armonica respectivă.

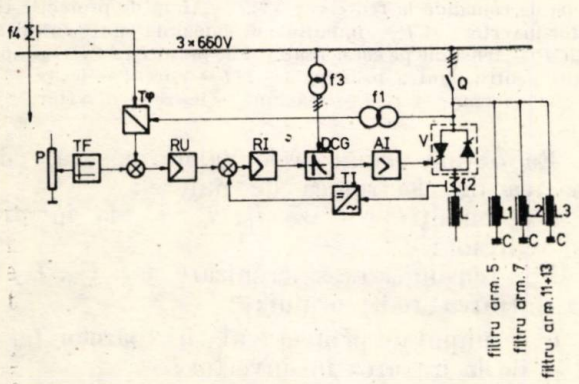


Fig. 1. Schema de principiu a compensatorului: Q — întrerupător; V — variator; L — inductivitate trifazată; $L1$, $L2$, $L3$ — inductivităţi de filtrare; C — baterii de condensatoare; TI — traductor de curent; $T\varphi$ — traductor de cos φ; TF — transformator funcţional; RU — regulator de tensiune; RI — regulator de curent; DCG — dispozitiv de comandă pe grilă; AI — amplificator impulsuri; $f2$, $f4$ — transformatoare de curent; $f1$, $f3$ — transformatoare de tensiune.

Pentru determinarea filtrelor [4] se folosesc următoarele relaţii pentru varianta montării condensatoarelor în triunghi:

$$I_{adm} = n \cdot \frac{Q}{U_n} \cdot k, \tag{1}$$

$$I_{50\,Hz} = n \cdot \frac{Q}{U_n} \cdot \frac{U_r}{U_n}, \tag{2}$$

$$I_{ech} = \sqrt{I_{50\,Hz}^2 + I_{arm}^2} < I_{adm}, \tag{3}$$

$$Q_{inst} = 3 \cdot n \cdot Q, \tag{4}$$

$$Q_{comp} = 3 \cdot I_{50\,Hz} \cdot U_r, \tag{5}$$

$$X_{C50} = \frac{1}{\omega_{50} \cdot n \cdot C}, \tag{6}$$

$$X_{L50} = \frac{1}{\nu^2} \cdot X_{C50}, \tag{7}$$

$$L_{50} = \frac{X_{L50}}{\omega_{50}}, \tag{8}$$

unde:

n este nr. condensatoarelor în paralel pe fază;
Q — puterea reactivă instalată a unui condensator;
U_n — tensiunea nominală a reţelei;
k — coeficient de suprasarcină al condensatoarelor = 1,3;
U_r — tensiunea nominală a reţelei;
C — capacitatea nominală a unui condensator;
I_{adm} — curent admisibil;
Q_{inst} — puterea instalată;
Q_{comp} — puterea compensată;
X_{C50} — reactanţa capacitivă pe fază;
X_{L50} — reactanţa inductivă pe fază;
ν — ordinul armonicii pentru care se calculează filtrul.

* CCSIT — „Electroputere" — Craiova

Relaţiile expuse sînt suficiente pentru determinarea parametrilor filtrelor $L-C$ aferente fiecărei armonici. Avînd în vedere faptul că, pe măsură ce creşte ordinul armonicii, ponderea acesteia scade, se poate pune un filtru combinat pentru mai multe armonici [3].

Dacă pentru dimensionarea unui filtru simplu de armonică ν condiţia de plecare este:

$$Z_\nu=\sqrt{(X_{C\nu}-X_{L\nu})^2}=\sqrt{\left(\frac{X_{C50}}{\nu}-\nu X_{L50}\right)^2}=0, \quad (9)$$

pentru un filtru combinat pe armonicile ν_1 şi ν_2 vom avea:

$$Z_{\nu 1}=\sqrt{(X_{C\nu 1}-X_{L\nu 1})^2}=Z_{\nu 2}=\sqrt{(X_{C\nu 2}-X_{L\nu 2})^2} \quad (10)$$

Notînd cu ν_c frecvenţa armonicii combinate, din (9) şi 10) rezultă:

$$\nu_C=\sqrt{\nu_1\nu_2}=\sqrt{11\cdot 13}=11{,}8.$$

Cele ilustrate mai sus au fost puse în practică, în prezent aflîndu-se în lucru la IEPC un echipament de compensare şi filtrare de 1 MVar.

2. Convertizoare de medie frecvenţă pentru instalaţii de topire prin inducţie

Schema de principiu este prezentată în figura 2.

Ea obţine următoarele valori măsurate din partea de electronică de putere:

a — curenţi pe faze i_R, i_S, i_T la intrarea în redresor.

Transformatorul trifazat serveşte pentru adaptarea tensiunii reţelei, care la majoritatea puterilor este IT, la tensiunea consumatorului şi la separarea galvanică între reţea şi sarcină.

Redresorul trifazat în punte complet comandată, asigură conversia energiei trifazate de alimentare în c.c. reglabil.

Puterea de ieşire a convertizorului poate fi reglată în mod continuu de la 1% la 100% din puterea nominală.

La deconectare, redresorul va fi invers comandat astfel încît energia acumulată în bobina de aplatisare să fie transmisă reţelei.

Inductivitatea de aplatisare în c.c. asigură o scurgere în mod continuu a energiei de la redresor la invertor, fără curent întrerupt şi limitarea la scurtcircuit a sarcinii, încît deconectarea la curent maximal se realizează fără probleme. Puntea auxiliară împreună cu condensatorul de pornire foloseşte la amorsarea oscilaţiilor.

Invertorul constă dintr-o punte monofazată complet comandată. În funcţionare oscilantă se asigură schimbarea polarităţii în sarcină prin schimbarea impulsurilor pe diagonala punţii. Frecvenţa este stabilită de sarcina formată din circuitul oscilant aşa încît invertorul este de tipul CONDUS DE SARCINĂ [1], [2], [5]. Schema de comandă şi reglare este prezentată în figura 3.

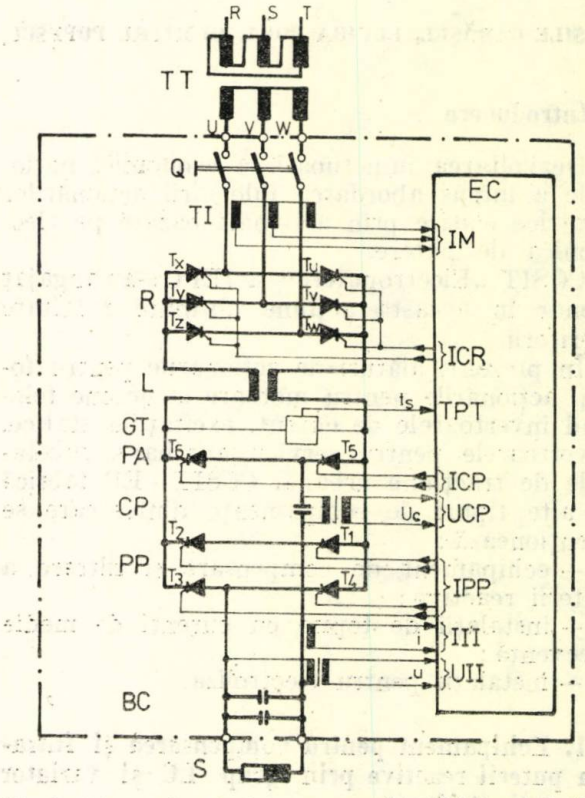


Fig. 2. Schema de principiu a convertizorului de medie frecvenţă; TT — transformator trifazat; Q — întrerupător principal; TI — transformator trifazat de curent; R — redresor forţă; L — inductivitate circuit intermediar c.c.; GT — generator de timp de protecţie; PA — punte auxiliară; CP — condensator de pornire; PP — punte principală; BC — baterie de compensare; S — sarcină de medie frecvenţă; EC — electronică de comandă; IM — curent măsurat; ICR — impulsuri de comandă la redresor; TPT — timp de protecţie tiristor-invertor; ICP — impulsuri de comandă punte auxiliară; UCP — tensiune pe condensatorul de pornire; IPP — impulsuri pentru puntea principală; III — curent — ieşire — invertor; — UII — tensiune — ieşire — invertor.

Ea obţine următoarele valori măsurate din partea de electronică de putere:

a — curenţi pe faze i_R, i_S, i_T, la intrarea în redresor;

b — tensiunea de sincronizare U_R, U_S, U_T de la intrarea redresorului;

c — timpul de protecţie al tiristoarelor t_{ist} şi U_{Th} de la intrarea în invertor;

d — tensiunea pe condensatorul de start U_c;

e — curentul de ieşire al invertorului i_{ist};

f — tensiunea la ieşirea invertorului u_{ist}.

Setul de comandă al redresorului furnizează 6 impulsuri de aprindere pe tiristoarele punţii redresoare trifazate. Poziţia fazei impulsului de aprindere este precizată de tensiunea de comandă U_{ST} şi anume:

— tensiune mică : aprindere întîrziată, curent continuu mic ;
— tensiune mare : aprindere în avans, curent continuu mare.

Tensiunea de comandă a redresorului se furnizează de către regulatorul de c.c. Aici se redresează cei trei curenți de fază i_R, i_S, i_T. Această valoare va fi comparată cu valoarea impusă a c.c. și va rezulta mărimea tensiunii de comandă. În continuare, valoarea măsurată va fi comparată cu valoarea limită și în caz de depășire se va da comanda „I_d *DEPĂȘIT*" pentru blocarea porților. Se aduce în continuare la regulator valoarea măsurată a curentului de ieșire al invertorului i_{ist} și se compară cu curentul măsurat continuu. Dacă este mai mic (invertor defect) atunci se dă comanda „*D*" de blocare a porților. Mai departe, valoarea măsurată i_{ist} este comparată cu valoarea limită, iar în caz de depășire se dă comanda I_{MF} „*DEPĂȘIT*" pentru blocarea porților.

comutarea pe funcționarea normală se ridică limitarea curentului la valoarea maximă prescrisă prin potențiometrul de valoare impusă de curent, care nu va depăși 100% din curentul nominal.

În mod suplu, regulatorul de tensiune de medie frecvență limitează valoarea impusă de curent astfel încît tensiunea de ieșire a invertorului să corespundă cu una din valorile de tensiune impuse de medie frecvență (reglaj în cascadă), dar nu mai mare de 100% din tensiunea nominală.

Valoarea impusă a tensiunii de medie frecvență va fi subordonată în timpul funcționării normale de acțiunea potențiometrului de valoare impusă, iar în fazele de amorsare valoarea impusă va fi limitată la valoarea minimă. La comutarea pe funcționare normală, un integrator asigură ca valoarea impusă să crească cu o viteză bine definită de la valoarea minimă la valoarea impusă de potențiometru.

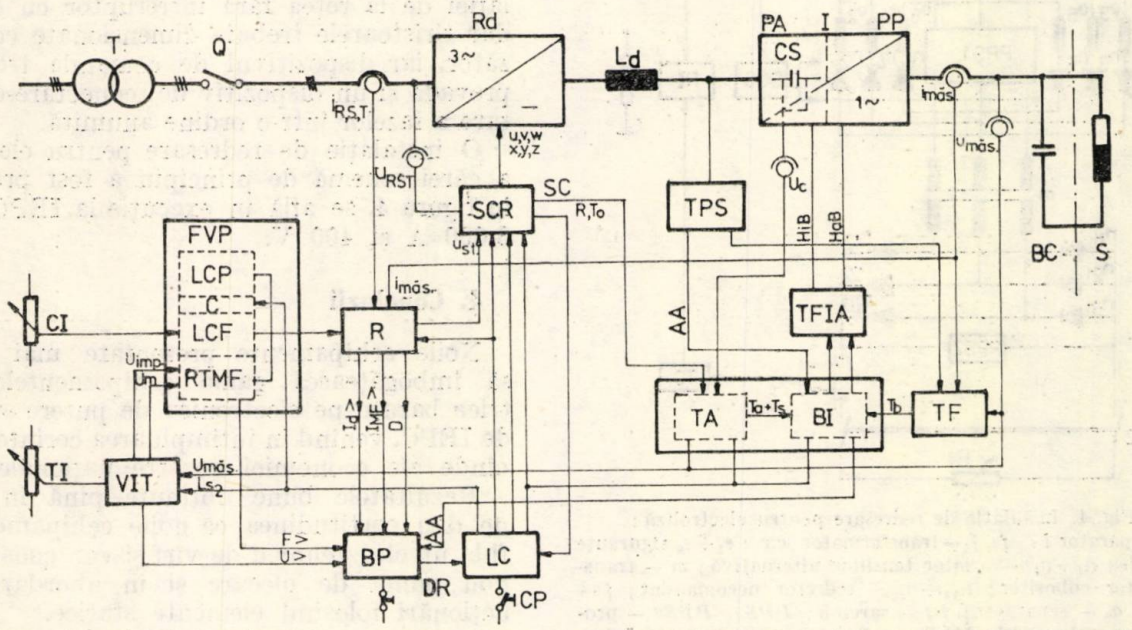


Fig. 3. Schema de comandă și reglare : *T* — transformator ; *Q* — întrerupător ; *Rd* — redresor ; *Ld* — bobină de netezire ; *PA* — punte auxiliară ; *PP* — punte principală ; *CS* — condensator de sarcină ; *SCR* — set comandă redresor ; *SC* — sincronizarea comenzii ; *TPS* — timp de protecție și semnalizare supratensiune ; *BC* — baterie de condensatoare ; *S* — sarcină ; *CI* curent impus ; *FVP* — formatorul de valoare prescrisă de curent ; *LCP* — limitarea curentului de pornire ; *C* — comutator ; *LCF* — limitarea curentului de funcționare ; *RTMF* — regulator de tensiune de medie frecvență ; *R* — regulator ; *A A* — aprindere avarie ; *TFIA* — treaptă finală de impuls de aprindere ; *TI* — tensiune impusă ; *VIT* — valoarea impusă a tensiunii de medie frecvență ; *TA* — tact de amorsare ; *BI* — bloc de impuls ; *TF* — tact de funcționare *BP* — blocare poartă ; *LC* — logica de comutare ; *DR* — declanșare rapidă ; *CP* — cuplare putere.

La apariția unor comenzi de tipul celor menționate mai sus prin setul de comandă al redresorului se împing impulsurile de comandă ale redresorului la unghiuri de funcționare ca invertor. Prin aceasta, energia înmagazinată în circuitul intermediar se transmite rețelei astfel încît curentul continuu atinge valoarea zero în cîteva milisecunde.

Prin formatorul de valoare prescrisă de curent în timpul fazei de amorsare curentul continuu se limitează la curentul de pornire. La

Realizarea convertizoarelor de medie frecvență cu circuit intermediar de curent continuu de tipul celui descris mai sus implică cunoașterea în amănunțime a fenomenelor tranzitorii în special în faza de amorsare a oscilațiilor. Un asemenea studiu s-a făcut folosind calculatorul numeric, iar în prezent se află în fază de cercetare-proiectare un convertizor de 200 kW la 2 500 Hz.

3. Instalații de redresare pentru electroliză

În instalațiile de electroliză sînt necesari curenți continui constanți, de ordinul KA—MA și tensiuni continue de ordinul zecilor-sutelor de volți cu variație continuă între zero și valoarea nominală. În prezent se folosesc pentru variația tensiunii de alimentare și reglare a curentului, convertizoare de curent alternativ cu frecvență constantă combinate cu convertizoare de curent continuu necomandate așa cum se observă în figura 4.

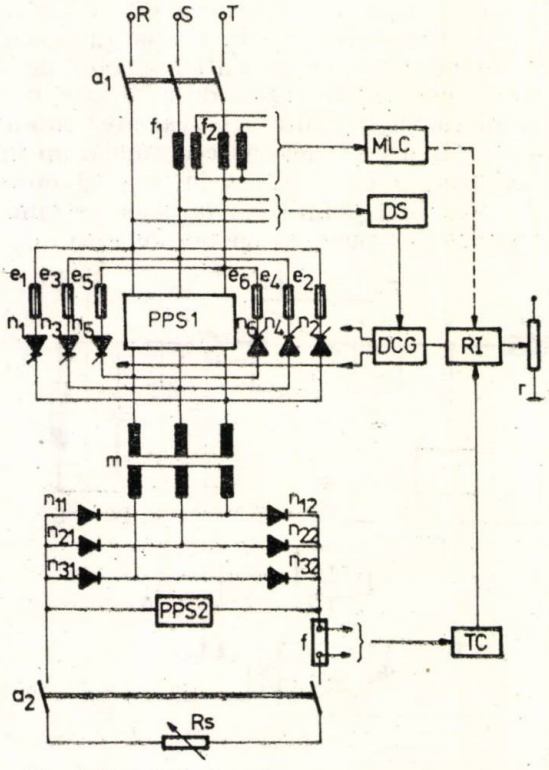


Fig. 4. Instalație de redresare pentru electroliză : a_1 — separator *IT*, f_1, f_2 — transformator c.c. ; $e_1 \div e_6$ siguranțe fuzibile ; $n_1 \div n_6$ — variator tensiune alternativă ; m — transformator coborîtor ; $n_{11} \div n_{32}$ — redresor necomandat ; f — șunt ; a_2 — separator ; Rs — sarcină ; *PPS1*, *PPS2* — protecții supratensiuni ; *MLC* — măsură limitare curent ; *DS* — dispozitiv sincronizare ; *DCG* — dispozitiv comandă pe grilă ; *RI* — regulator curent ; *TC* — traductor curent ; r — mărime prescrisă.

Folosirea variatoarelor de tensiune alternativă pentru variația tensiunii de alimentare impune anumite condiții și anume :

— conexiunea transformatorului m trebuie să fie Y—Y, fără legarea nulului ;

— partea de forță va fi supradimensionată la fel ca și la convertizoarele de curent continuu ;

— curentul alternativ, tiristoarele se aleg în funcție de tensiunea rețelei, iar diodele în funcție de tensiunea redresată ;

— montarea variatorului de tensiune alternativă complet comandat în primarul transformatorului se impune datorită reducerii curentului cu raportul de transformare, deci micșorarea numărului de tiristoare montate în paralel, datorită folosirii tensiunii de rețea în dimensionarea tiristoarelor, în locul tensiunii reduse, necesară în secundarul transformatorului, care impune tensiuni de vîrf mici ;

— dispozitivul de comandă trebuie să asigure impulsuri de aprindere ale tiristoarelor simetrice și de lățime minimă de 90° el, față de impulsurile de aprindere ale tiristoarelor punților comandate sau semicomandate, pentru a asigura curentul de magnetizare al transformatorului și a evita premagnetizarea în c.c. ;

— variatorul de tensiune alternativă poate fi folosit nu numai la reglarea tensiunii alternative, ci și la conectarea și deconectarea instalației de la rețea fără întreruptor cu contacte dar tiristoarele trebuie dimensionate corespunzător, iar dispozitivul de comandă trebuie să prevadă și un dispozitiv de conectare-deconectare a fazelor într-o ordine anumită.

O instalație de redresare pentru electroliză, a cărei schemă de principiu a fost prezentată în figura 4, se află în execuție la IEPC pentru 3 000 A și 400 V.

4. Concluzii

Noile echipamente prezentate mai sus vin să îmbogățească gama echipamentelor electrice bazate pe electronica de putere executate de IEPC, venind în întîmpinarea cerințelor crescînde ale economiei noastre naționale.

Rezultatele bune obținute pînă în prezent ne dau certitudinea că noile echipamente vor fi la nivelul tehnicii de vîrf și vor constitui un nou punct de plecare și în abordarea altor acționări folosind elemente statice.

Bibliografie

[1] *Comșa, D., Pantelimon, L.* Electrotermie. București, EDP, 1979.

[2] *Guldner, H., Hernig G.* Maschinelle Berechnung van Schwingkreisweshclrichter. In : Electric 27 H. 1. S. 1973 p. 15—17,.

[3] *Balaurescu, D.* Îmbunătățirea factorului de putere. București, E. T., 1982.

[4] I.C.P.E. Echipament de compensare-filtrare pentru instalația de foraj F200—EC cu alimentare de la rețea — — Studiu 1977.

[5] *Kelemen, A., Imecs, M.* Mutatoare. București, E.D.P., 1978.

CZ 621-8:621.33

ACȚIONĂRI ELECTRICE VEHICULE DE TRACȚIUNE FEROVIARĂ

Rama electrică de 1 870 kW și considerații privind sporirea capacității de transport a ramelor electrice

LULELARU OCTAVIAN * — CRAIOVA

Introducere

Folosirea ramelor electrice ca mijloc de transport suburban și interurban a căpătat o largă extindere în circulația pe calea ferată din multe țări.

La întreprinderea „Electroputere" — Craiova a fost pus în fabricație primul tip de ramă electrică suburbană, de construcție românească, având puterea de 1 870 kW. La realizare concură Întreprinderea de construcții metalice Caransebeș, care livrează boghiurile, precum și numeroși alți subfurnizori de specialitate.

Asimilarea produsului s-a făcut după proiectul elaborat de către Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere", Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru vagoane — Arad și Institutul de cercetări și proiectări tehnologice în transporturi — București, având la bază modelul experimental realizat de către Ministerul Transporturilor și Telecomunicațiilor împreună cu Institutul de cercetări și proiectări tehnologice în transporturi — București.

Folosirea în traficul suburban de călători a acestui tip de vehicul s-a impus prin următoarele avantaje [1]:

— reducerea timpilor de mers prin realizarea unui timp scurt al demarajelor și frînărilor;

— posibilitatea optimizării numărului de vagoane din componența trenului electric, în concordanță cu fluxul de călători;

— sarcina redusă pe osie, conducînd la reducerea cheltuielilor de întreținere și exploatare a căii ferate;

— evitarea manevrelor de schimbare a sensului de mers în stațiile de întoarcere;

— economii de energie în comparație cu un tren compus din locomotivă și vagoane;

— reducerea la minimum a consumului de saboți, prin folosirea frînei electrice de mare capacitate.

Dezvoltarea în continuare a acestui sistem de transport are ca obiective principale:

— reducerea consumului de energie pe baza reducerii în continuare a greutății vehiculului;

— creșterea gradului de automatizare a funcționării și conducerii prin perfecționarea sistemelor electronice de comandă, concomitent cu simplificarea schemei de acționare;

— asigurarea compunerii trenurilor electrice cu un număr de vagoane care să satisfacă în mod optim fluxul de călători pe toate sectoarele de circulație.

Avînd la bază rama electrică deja asimilată, se prezintă în continuare unele considerații privind realizarea obiectivelor de mai sus.

1. Rama electrică RES 1 870 kW, caracteristici principale și tendințe viitoare

Caracteristici tehnice principale:

— puterea nominală 1 870 kW;
— tensiunea nominală 25 kV, 50 Hz;
— motoare de tracțiune 16 × 117 kW, 750 V;
— componența: 4 vagoane — motoare;
— forța maximă de demaraj 270 kN;
— viteza maximă 120 km/h;
— accelerația maximă de demaraj 0,9 m/s²;
— locuri pe scaune 336.

Caracteristica de tracțiune $F_0 = f(V)$ și celelalte caracteristici la demaraj sînt prezentate în figurile 1 și 2.

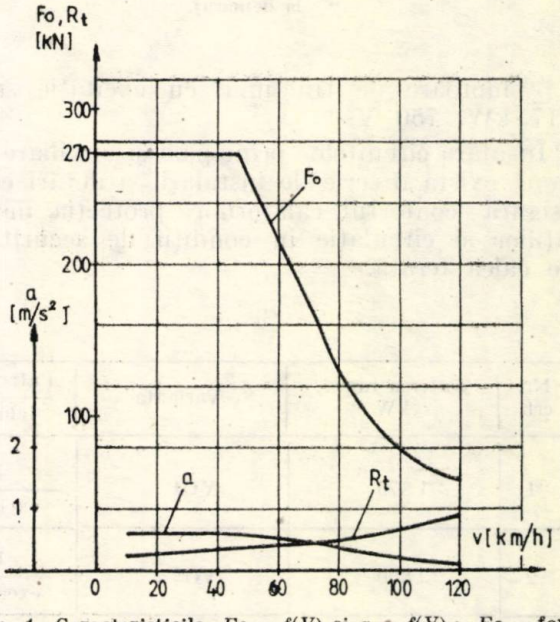


Fig. 1. Caracteristicile $Fo = f(V)$ și $a = f(V)$: Fo — forța de tracțiune; a — accelerația; R_t — rezistența totală la tracțiune.

Fiecare ramă electrică este compusă din două unități funcționale independente (denumite secții).

* CCSIT „Electroputere" — Craiova

Circuitul principal al unei secții include :

— transformator principal care are o înfășurare de înaltă tensiune (25 kV) și 4 înfășurări de joasă tensiune (465 V) ;

— redresor principal semicomandat, cu 4 punți înseriate, tensiunea de ieșire 1 500 V c.c. ;

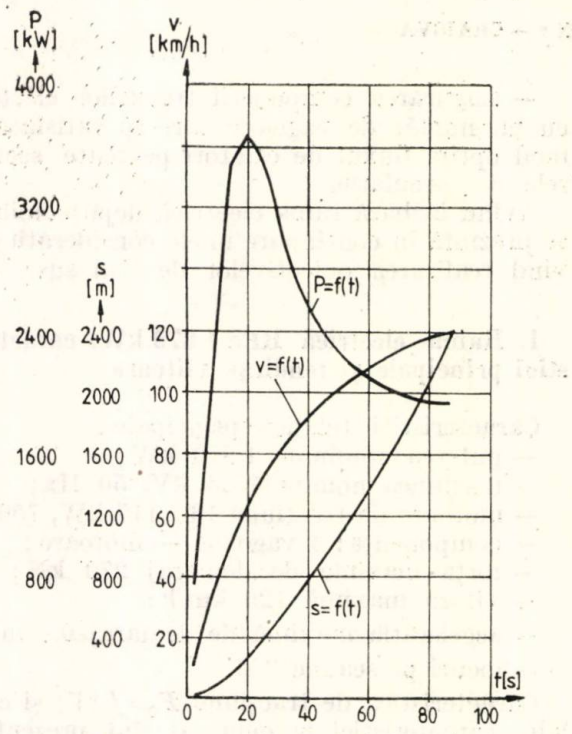


Fig. 2. Caracteristicile : $P = f(t)$, $V = f(t)$; $S = f(t)$; t — timp ; V — viteza ; P — puterea de tracțiune ; s — spațiu la demaraj.

— motoare de tracțiune cu excitație serie 117 kW, 750 V.

În afara circuitelor principale și auxiliare pe ramă există o serie de instalații și dotări care asigură confortul călătorilor, protecția instalațiilor și circulație în condiții de securitate pe calea ferată.

În exploatare, a rezultat necesitatea ca unele sectoare de cale ferată să fie dotate cu rame electrice suburbane compuse din 6 vagoane, păstrîndu-se bineînțeles caracteristicile de demaraj ale ramei de 1 870 kW (cu 4 vagoane — motoare).

Plecînd de la faptul că unitatea funcțională de bază a ramei actuale este compusă din 2 vagoane motoare se pot alege mai multe variante pentru realizarea unei rame electrice compuse din 6 vagoane.

Odată cu trecerea la rama compusă din 6 vagoane se analizează și trecerea de la motoare cu excitație serie la motoare cu excitație separată, avînd în vedere posibilitățile oferite de acest sistem pentru reducerea aparatajului de forță și posibilitatea trecerii ulterioare la frînarea recuperativă.

2. Alegerea variantelor de studiu

Plecînd de la rama electrică de 1 870 kW se analizează trecerea la o ramă compusă din 6 vagoane în variantele cuprinse în tabelul 1.

Notații din tabel :

Mc — vagon — motor de capăt ;

M — vagon — motor intermediar ;

R — vagon — remorcă.

Varianta VO1 se obține prin adăugarea a două vagoane — remorcă la rama electrică actuală.

Acest lucru a fost deja experimentat și aplicat la prima ramă electrică, cu reducerea corespunzătoare a performanțelor la demaraj (timp de atingere a vitezei 120 km/h în stare încărcată 130 s față de 90 s).

Varianta VO2 se obține folosind 3 secții — motoare ale ramei RES 1 870 kW.

Varianta VO3 folosește același motor cu varianta VO1, dar reproiectat pentru excitație separată.

Varianta VO4 implică proiectarea unui motor de putere sporită și excitație separată.

Tabelul 1

Nr. crt.	Puterea ramei, kW	Varianta	Putere motor, kW / felul excitației	Componența ramei	Observații
1	1 870	VO1	117 / excitație serie	$Mc-M-R-R-M-Mc$	4 vagoane — motoare și 2 vagoane — remorcă
2	2 800	VO2	117 / excit. serie	$Mc-M-Mc-M-M-Mc$	3 secții — motoare de la 1 870 kW
3	2 880	VO3	120 / excit. separată	$Mc-M-M-M-M-Mc$	6 vagoane — motoare
4	2 720	VO4	170 / excit. separată	$Mc-M-R-R-M-Mc$	Ramă cu vagoane-remorcă și motor de putere sporită

3. Calculul caracteristicilor la demaraj

Analiza caracteristicilor de tracțiune [2] necesită calculul și reprezentarea grafică a următorilor parametri:

a. Diagrama forței de tracțiune $Fo=f(V)$. Se determină din caracteristica mecanică a motorului de tracțiune $C=f(n)$ redusă la obada roții motoare.

b. Accelerația la demaraj; $a=f\ (V)$ rezultă din:

$$\frac{dV}{dt}=\varphi(fo-r_t), \qquad (1)$$

în care:

V este viteza ramei;

t — timpul

$fo-r_t$ — forță specifică de accelerație

φ — constantă care ține seama de inerția maselor în rotație.

c. Rezistența totală la înaintare; $R_t=f(V)$,

$$R_t=Gr\cdot r_t, \qquad (2)$$

în care:

G_r este greutatea totală a ramei;

$r_t = 1{,}75+1{,}63\cdot10^{-3}V+0{,}2\cdot10^{-3}V^2$.

d. Viteza în perioada demarajului $V=f(t)$, se calculează prin integrare analitică pe intervale de viteză pe baza ecuației:

$$\Delta t=t_2-t_1=\frac{1}{\varphi}\,\frac{V_2-V_1}{(fo-r_t)_{1,2}}\,. \qquad (3)$$

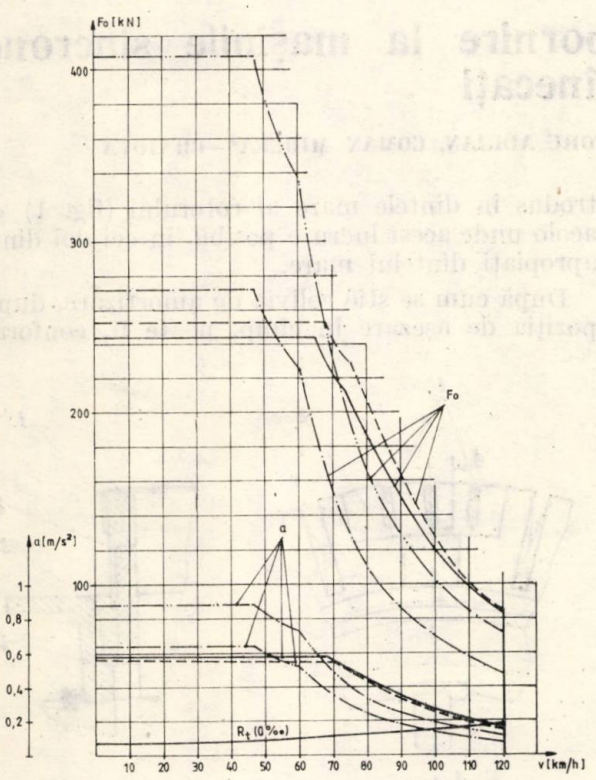


Fig. 3. Caracteristicile: $Fo=f(V)$; $a=F(V)$; $R_t=f(V)$: —·—·—·—RES 1 870 kW; —··—··— RES 2 800 kW; — — — — RES 2 880 kW; ———— RES 2 720 kW.

e. Spațiul în funcție de timp $s=f(t)$ se obține astfel:

— se integrează analitic ecuația:

$$\Delta s=s_2-s_1=\frac{V_2^2-V_1^2}{\varphi(fo-r_t)}, \qquad (4)$$

— prin eliminarea vitezei din ecuațiile (3) și (4) rezultă:

$$s=f(t).$$

f. Puterea la demaraj $P=f(t)$.

Se determină din graficul $Fo=f(V)$, ținînd seama de relația:

$$P=F\cdot V.$$

Graficele caracteristicilor $Fo=f(V)$, $a=f(V)$ sînt prezentate în figura 3.

Rama electrică 2 800 kW cu motoare—serie (fig. 3) are forța de tracțiune și accelerația maximă la demaraj superioară celorlalte variante din aceeași gamă de putere.

Analizînd însă parametrii $V=f(t)$ și $s=f\ (t)$ (fig. 4), pentru perioada în care ramele comparate ajung la viteza de 120 km/h, parametrii

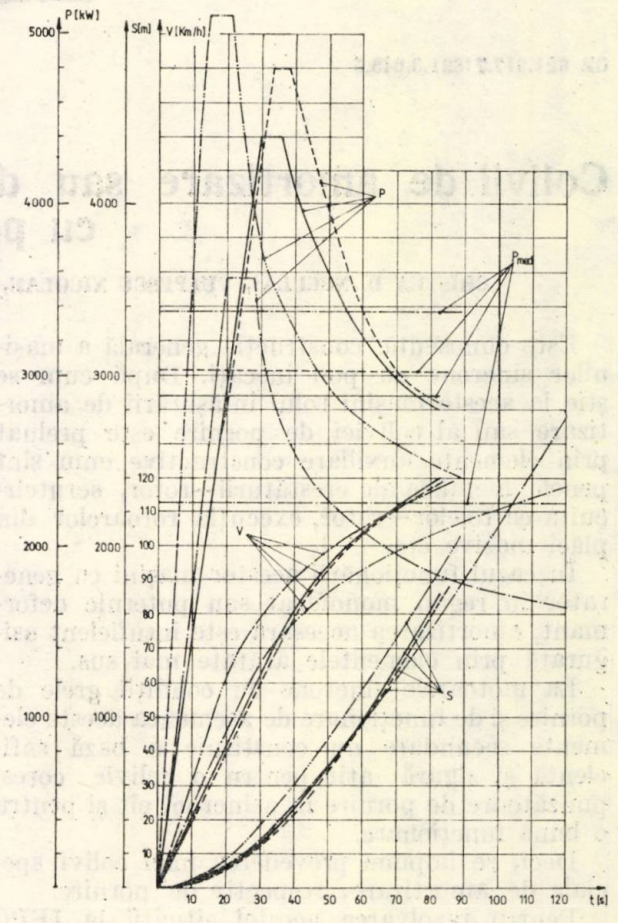


Fig. 4. Caracteristicile: $V=f(t)$; $S=f(t)$; $P=f(t)$: —·—·—·— RES 1870 kW; —··—··— RES 2 800 kW; — — — — — — RES 2 880 kW; ———— RES 2 720 kW.

cei mai buni sînt obținuți de rama electrică cu puterea 2 720 kW. Explicația apare prin faptul că la motorul cu excitație separată se poate realiza un reglaj care să asigure forțe de tracțiune mai mari în zona vitezelor ridicate.

Variația puterii în perioada demarajului (fig. 4) indică vîrfuri de putere mai mici pentru rama de 2 720 kW rezultînd din aceasta și o utilizare mai bună a puterii instalate în substațiile de tracțiune.

În afara caracteristicilor de pornire, la considerațiile privind opțiunea asupra variantei 2 720 kW se adaugă următoarele observații tehnico-economice :

a. Rama electrică care are în componență numai vagoane motoare rezultă cu greutate mai mare, față de rama care are și vagoane remorcă, din următoarele motive :

— echipament electric de tracțiune montat suplimentar ;

— boghiurile-motoare au greutatea mai mare decît boghiurile purtătoare ;

— cutia vagoanelor motoare este mai grea fiind dimensionată pentru preluarea unor sarcini suplimentare și execuția unor compartimentări speciale pentru aparate.

b. Odată cu creșterea numărului de vagoane-motoare se adaugă următoarele inconveniente :

— creșterea prețului ramei electrice prin divizarea echipamentului ;

— creșterea cheltuielilor de întreținere și exploatare.

4. Concluzii

Pe baza analizei caracteristicilor la demaraj și a factorilor tehnico-economici se apreciază ca fiind oportună asimilarea în anii următori a unei variante de ramă electrică suburbană, cu puterea de 2 720 kW, compusă din două secții a cîte două vagoane—motoare, între care se intercalează două vagoane—remorcă.

Bibliografie

[1] *Condacse*, N., Locomotive și trenuri electrice, Editura didactică, București, 1980.

[2] Popa, Al., Chimu, N., Neagu, Al., Tracțiunea trenurilor, Editura didactică, București, 1965.

CZ 621.317.7 :621.3.045.5

MAȘINI SINCRONE
COLIVII DE AMORTIZARE
SAU DE PORNIRE

Colivii de amortizare sau de pornire la mașinile sincrone cu poli înecați

CRISTEA D. NECULAI, VULPESCU NICOLAE, CROITORU ADRIAN, COMAN MIRCEA*—CRAIOVA

Este cunoscută construcția generală a mașinilor sincrone cu poli înecați. După cum se știe la aceste mașini rolul înfășurării de amortizare sau al coliviei de pornire este preluat prin elemente auxiliare constructive cum sînt penele metalice ale crestăturii—rotor, scrutcircuitarea tolelor—rotor, execuția rotoarelor din plăci masive etc.

În cazul funcționării acestor mașini ca generator în regim monofazat sau puternic deformant, amortizarea necesară este insuficient asigurată prin elementele arătate mai sus.

La motoarele sincrone cu condiții grele de pornire și de funcționare de asemenea aceste elemente secundare nu constituie o bază suficientă și sigură atît pentru o colivie corespunzătoare de pornire în asincron, cît și pentru o bună funcționare.

Deci, se impune prevederea unei colivii speciale de amortizare, respectiv de pornire.

Pentru rezolvarea acestei situații la IEPC au fost prevăzute bare de cupru care s-au introdus în dintele mare al rotorului (fig. 1) și, acolo unde acest lucru e posibil, în cei doi dinți apropiați dintelui mare.

După cum se știe colivia de amortizare, după poziția de așezare în cîmp, poate fi, conform

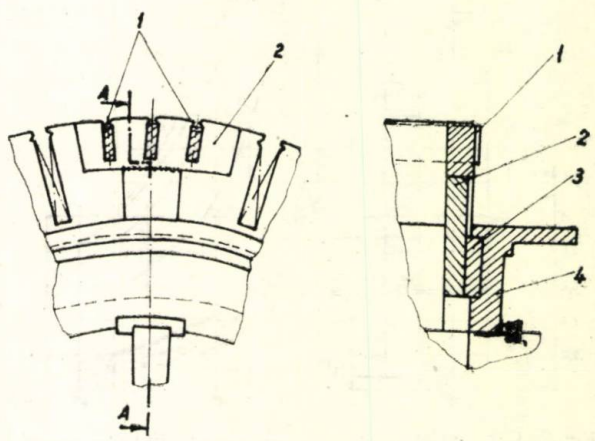


Fig. 1. Mod de realizare a coliviei de amortizare sau de pornire la mașini sincrone. Explicații în text.

* CCSIT „Electroputere" — Craiova

teoriei celor două axe, de două tipuri principale și folosite în mod curent [2,3,4,5,6]:

— colivie longitudinală;

— colivie longitudinal—transversală.

În cazul de față, colivia longitudinală este formată din bare introduse în crestăturile în dintele mare și scurtcircuitate la capete, prin intermediul unui segment de scurtcircuitare de care sînt lipite cu lipitură tare. Dintele mare, avînd o lățime mai mică decît lățimea piesei polare de la mașina sincronă cu poli aparenți, nu permite introducerea unei cantități totale de cupru de $(0{,}15-0{,}3)\frac{A\tau}{j_1}$, cît se recomandă în literatura de specialitate [1].

Datorită acestui fapt rezultă o rezistență electrică mai mare a coliviei în comparație cu colivia obișnuită, ceea ce face ca la motoarele sincrone în perioada pornirii să fie un cuplu mare de pornire, în momentul cuplării, la rețea și un cuplu mic la intrarea în sincronism.

Segmentul de scurtcircuitare se execută din bară de cupru.

Colivia din axa transversală este asigurată, conform figurii 1, prin conectarea între ele a grupelor de bare *1* din dinții mari (scurtcircuitați de segmentul de scurtcircuitare *2* al barelor) printr-un inel *3* de cupru trecut pe sub bobinajul rotor și montat într-un intrînd special în inelul de presare *4* al miezului magnetic rotoric.

Barele de amortizare la generatoarele sincrone cu poli aparenți sînt de obicei de secțiune circulară și repartizate echidistant pe lățimea piesei polare, fiind executate de obicei din cupru.

Barele coliviilor de pornire ale motoarelor sincrone sînt executate de obicei din alamă, care avînd rezistivitate de patru ori mai mare decît cea a cuprului, asigură la pornirea în asincron un cuplu foarte bun la pornire în detrimentul însă al cuplului de intrare în sincronism.

La mașinile sincrone cu poli înecați, pentru a îmbunătăți caracteristica de pornire a motoarelor sincrone pe toată perioada pornirii, precum și pentru a utiliza cît mai bine pentru înfășurarea de amortizare spațiul redus oferit de dintele mare, s-au folosind bare înalte de cupru. Aceasta face ca în momentul cuplării la rețea (la alunecarea $s=1$) prin efectul de refulare colivia să prezinte o rezistență mare în c.a. și deci un cuplu bun la pornire, iar apoi, pe măsură ce turația motorului crește, iar alunecarea și frecvența în rotor scad, efectul de refulare să scadă și el. În aceste condiții rezistența în c.a. scade practic la cea din c.c., obținîndu-se deci un cuplu bun și la intrarea în sincronism. Pornirea se efectuează similar cu cea de la motorul asincron cu parametrii variabili.

În figura 2 sînt prezentate caracteristicile de pornire pentru un motor sincron cu poli înecați și colivie cu bare înalte de cupru:
a) corespunzător rezistenței coliviei la $s=1$ și
b) pentru același motor corespunzător coliviei la $s=0$ (rezistența în c.c.). Adică motorul pornește după caracteristica a) și intră în sincronism după caracteristica b).

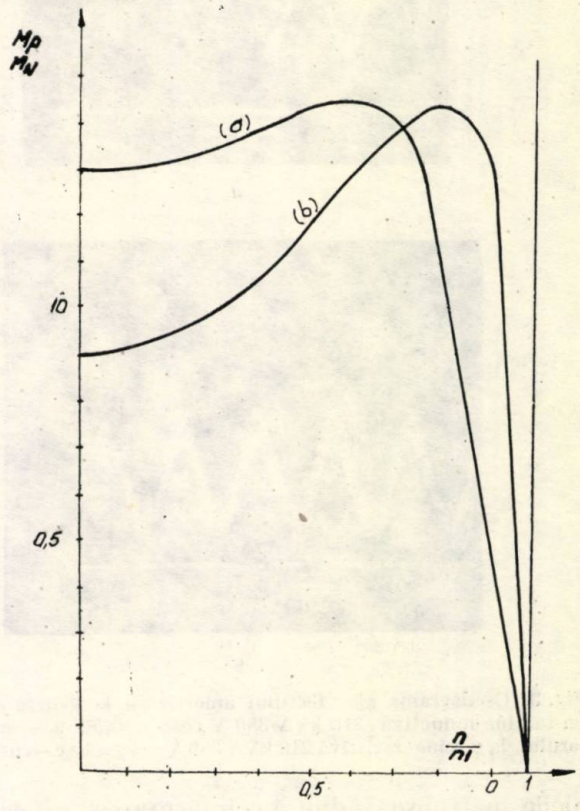
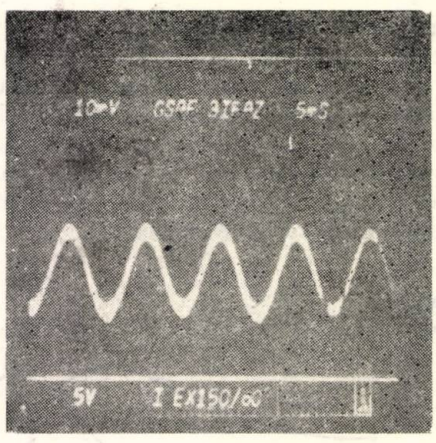


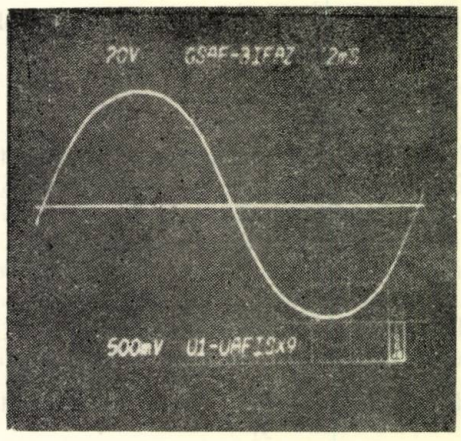
Fig. 2. Caracteristicile de pornire în asincron pentru motor sincron cu poli înecați cu colivie de amortizare cu bare înalte.

În cazul generatoarelor care funcționează nesimetric (chiar monofazat) sau în regim puternic deformant cum este funcționarea pe convertoare statice, în întrefierul mașinii se învîrt diverse cîmpuri magnetice ale diverselor armonici cu sensurile și vitezele de rotire specifice fiecărei armonici. Aceste armonici induc în înfășurarea rotorică t.e.m. care produc curenți corespunzători. Acești curenți suprapuși peste curentul de excitație dat de excitatoare, formează un curent pulsator care induce în stator o gamă întreagă de armonici. Atenuarea acestor armonici se realizează prin o colivie de amortizare bine dimensionată cu un raport corespunzător între înlățimea barei și grosimea ei pentru a se obține o reactanță convenabilă funcționării în acest regim.

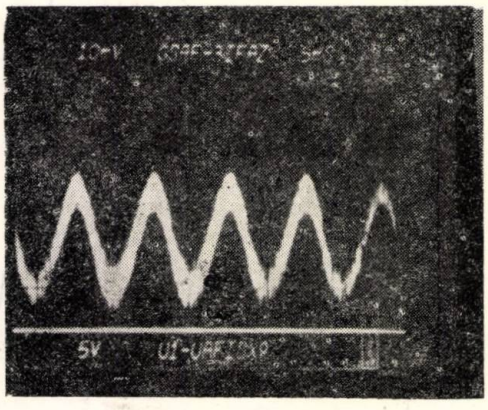
Această colivie intervine în atenuarea armonicilor în dublu sens: prima oară atenuează pătrunderea armonicilor reacției indusului în înfășurarea de excitație, iar a doua oară efectul armonicilor care totuși au pătruns. Armo-



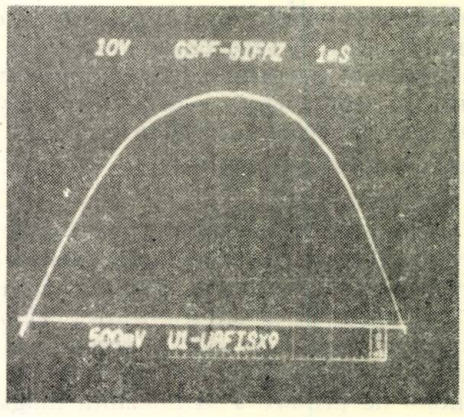
a



b



c



d

Fig. 3. Oscilograme ale efectului amortizării la generatoare sincrone cu poli înecați cu colivie de amortizare cu bare înalte. La sarcina inductivă 210 kVA 380 V cosφ = 0,5 : a — curba curentului de excitație ; b — curba tensiunii la bornele generatorului, la sarcina rezistivă 210 kVA 380 V cosφ = 1 ; c — curba curentului de excitație ; d — curba tensiunii la bornele generatorului.

nicile pătrunse induc în înfășurarea rotorică de excitație tensiuni și curenți corespunzători ale căror cîmpuri, de viteze diferite de cea a rotorului, sînt amortizate la ieșirea spre întrefier de către aceeași înfășurare de amortizare.

În figura 3 sînt prezentate efectele amortizării coliviei descrise mai sus la un generator sincron monofazat de 210 kVA, 380 V unde este arătată forma curentului de excitație și a tensiunii la bornele generatorului la sarcina combinată (cos φ = 0,5) în figura 3 a, b și la sarcină rezistivă (cos φ = 1) figura 3 c, d. Din aceste figuri se vede că deși curentul de excitație conține armonica cu frecvența $2f_1$ (100Hz) foarte puternică, dată de cîmpul care se învîrte în sens invers rotorului, totuși curba tensiunii la bornele generatorului este apropiată de o sinusoidă pentru sarcina combinată și ceva mai deformată pentru sarcina rezistivă.

Concluzii

Din cele expuse mai sus rezultă că tipul de colivie adoptat de IEPC pentru mașinile sincrone cu poli înecați este foarte eficient atît ca înfășurare de amortizare, cît și ca înfășurare de pornire.

Bibliografie

[1] *Postnicov, I.M.* Proiectarea mașinilor electrice. Traducere din limba rusă.

[2] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. Editura didactică și pedagogică, București 1967.

[3] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Editura Scrisul Românesc, Craiova 1975.

[4] *Gheorghiu, I.S, Fransua A.*, Tratat de mașini electrice, București, Editura Academiei RSR, 1970.

[5] *Richter, R.* Mașini Electrice. Traducere din lb. germană. Editura tehnică, București, 1960.

[6] *Dordea, T.* Mașini electrice. București, Editura didactică și pedagogică.

CZ 621.314.5 : 621.317.31 : 621.3.015

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
MĂSURAREA CURENTULUI
CONVERSIE TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Erorile de măsură a curentului din rețelele de înaltă tensiune prin metoda conversiei tensiune-frecvență-tensiune

EMIL GABER * — CRAIOVA

Introducere

Conversia tensiune—frecvență (U/F), frecvență—tensiune (F/U) este o metodă relativ simplă de telemăsură datorită simplității modului de transmitere a datelor la distanță. Față de aceasta, metoda conversiei analog numerice cu transmitere serială folosește circuite mai complexe, necesită semnale suplimentare de sincronizare și precauții pentru diferențierea semnalelor de 1 și 0. Buna liniaritate și stabilitate a convertoarelor U/F și F/U existente face posibilă măsurarea semnalelor continue cu precizia 0,1 ... 0,2%. Este posibilă și măsurarea semnalelor variabile, la care însă apar erori suplimentare ce cresc cu frecvența semnalului măsurat. În anumite cazuri precizia de măsurare impusă în regim dinamic este relativ mare; de exemplu, pentru măsurarea curentului prin liniile de înaltă tensiune în scopul contorizării energiei, clasa de precizie necesară este 0,2. Pentru astfel de aplicații este necesară studierea surselor de erori în regim dinamic a lanțului de măsură U/F—F/U și găsirea unor soluții de micșorare a lor.

Impulsurile sînt transmise printr-o cale ce depinde de tipul aplicației; în cazul măsurării curentului printr-o linie de înaltă tensiune, se folosește transmisia optică printr-un cablu din fibre de sticlă, care asigură izolația de înaltă tensiune față de pămînt și imunitate împotriva puternicelor perturbații electromagnetice existente în stațiile electrice.

La nivelul receptorului (situat la potențialul pămîntului) trenul de impulsuri de frecvența f' este transformat de convertorul F/U într-un semnal din care se obține, după separarea componentei continue, tensiunea u, pulsatorie în jurul unei valori medii proporționale cu u_1. Pentru micșorarea pulsației se folosește un filtru trece jos (FTJ) la ieșirea căruia se obține tensiunea u_2, care este rezultatul telemăsurării și care diferă de tensiunea u_1 datorită erorilor statice și dinamice ale celor trei blocuri ale schemei.

În cele ce urmează vor fi studiate erorile dinamice ale celor două blocuri, emițătorul (convertorul U/F) și receptorul (convertorul F/U și FTJ), presupunînd erorile statice nule.

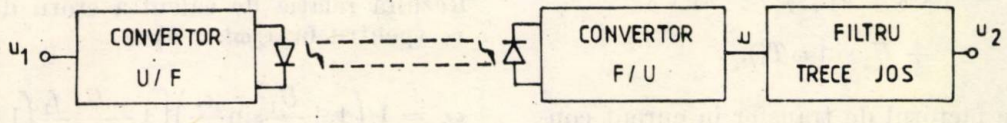


Fig. 1. Schema-bloc a unui sistem de telemăsură cu conversie U/F— F/U.

Sistemul de telemăsură (fig. 1) este alcătuit din convertorul U/F care transformă semnalul $u_1(t)$ într-o succesiune de impulsuri modulate în frecvență în jurul unei frecvențe centrale f_1 conform relației:

$$f' = f_1 + f_s(t), \tag{1}$$

unde deviația de frecvență $f_s(t)$ este proporțională cu semnalul măsurat $u_1(t)$:

$$f_s(t) = k_1 u_1(t), \tag{2}$$

iar constanta k_1 este coeficientul de conversie tensiune-frecvență.

1. Eroarea de frecvență a convertorului U/F

Este cunoscut că frecvența purtătoare f_1 trebuie să fie mult mai mare decît frecvența semnalului de măsură $f(t)$. Din punctul de vedere al realizării tehnice a sistemului de măsură este de preferat ca frecvența f_1 să aibă o valoare cît mai mică. De aceea se pune problema cît de joasă poate fi frecvența f_1 pentru a fi realizată condiția de cvasistaționaritate admisă în relația (2).

Se consideră schema-bloc a convertorului U/F de tip asincron cu compensarea sarcinii din figura 2 [1]. Pe durata impulsului T_0 condensatorul C este descărcat de curentul injectat de sursa de curent I_0 pînă la valoarea U_p.

* CCSIT — „Electroputere" — Craiova.

Pe durata (T_0, T_1), condensatorul C se încarcă cu curentul de intrare u_1/R, pînă la atingerea valorii de prag U_p cînd comparatorul C declanşează generatorul monoimpuls de comandă a comutatorului de curent. Tensiunea de ieşire a integratorului AO variază liniar în cazul tensiunii de intrare constante, iar perioada semnalului de ieşire $T_1 = 1/f_1$ este constantă. Dacă tensiunea de intrare variază, de exemplu, creşte sinusoidal, condensatorul C se va încărca mai repede decît în cazul u_1 = constant, după o lege neliniară şi perioada se va scurta ($T_1' < T_1$).

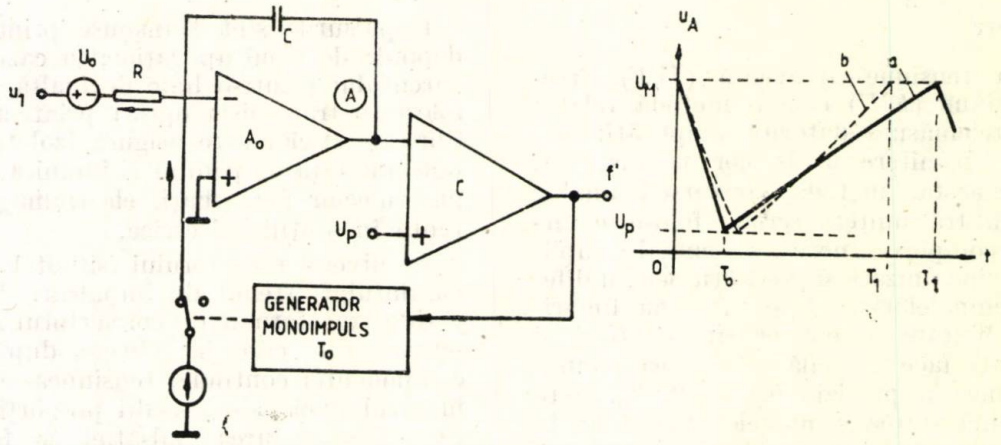


Fig. 2. — Schema-bloc a convertorului U/F şi variaţia tensiunii de la ieşirea integratorului în cazul u_1 constant (a) şi u_1 crescător (b).

În cazul unui convertor U/F ideal frecvenţa va urmări fără întîrziere variaţiile tensiunii de intrare, deci la $t = T_1'$, frecvenţa va avea valoarea:

$$f'_{ideal} = f' = k_1(U_0 + u_1|_{t=T_1'}) = k_1(U_0 + U_1 \sin \omega T_1'),$$

unde k_1 este factorul de transfer în curent continuu al convertorului U/F. Frecvenţa reală la $t = T_1'$ (f_1') va fi însă mai mică decît frecvenţa calculată teoretic, deoarece pe durata producerii impulsului ce apare la $t = T_1'$ valoarea medie a tensiunii de intrare a fost:

$$u_{1\,med} < u_{1t=T_1'}.$$

Se defineşte eroarea de frecvenţă ε_f prin relaţia:

$$\varepsilon_f = \frac{f_r' - f'}{f'}, \qquad (3)$$

care se poate scrie:

$$\varepsilon_f = \frac{1/T_1' - 1/T}{1/T} = \frac{T - T_1'}{T_1'}.$$

Timpii T şi T_1' rezultă din relaţiile (anexa 1):

$$T_1' = T_1 - \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}(1 - \cos \omega T_1'), \qquad (4)$$

$$T = \frac{T_1}{1 + \frac{U_1}{U_0}\sin \omega T_1'}. \qquad (5)$$

Aceste relaţii corespund vecinătăţii zero a lui ωt, corespunzătoare vitezei maxime de variaţie a tensiunii de intrare, cînd în relaţiile (4, 5) se poate aproxima:

$$\cos \omega T_1' \simeq \cos \omega T_1,$$

$$\sin \omega T_1' \simeq \sin \omega T_1.$$

Rezultă relaţia de calcul a erorii de frecvenţă ε_{f_0} (pentru faza $\omega t = 0$):

$$\varepsilon_{f_0} = 1/\left(1 + \frac{U_1}{U_0}\sin\frac{\omega}{f_1}\right)\left[1 - \frac{U_1}{U_0}\frac{f_1}{\omega}\left(1 - \cos\frac{\omega}{f_1}\right)\right]. \qquad (6)$$

Eroarea ε_f creşte cu frecvenţa semnalului măsurat ($f = \omega/2\pi$) şi cu amplitudinea relativă U_1/U_0. Pentru $U_1/U_0 = 0{,}1$ şi $F_1 = 62{,}5$ kHz rezultă valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

f(Hz)	50	150	250
$-\varepsilon_{f_0}$(%)	0,025	0,075	0,125

Valoarea astfel calculată pentru ε_f este valoarea maximă, deoarece ea corespunde vecinătăţii 0 a lui ωt unde tensiunea de măsură are viteză maximă de variaţie. În figura 3 se indică modul real de variaţie a frecvenţei (f_r') faţă de variaţia semnalului de măsură (u_1).

Întîrzierea frecvenței față de valoarea ideală este maximă în momentele trecerii prin zero a tensiunii de măsură și din ce în ce mai mică spre maximul lui u_1, unde viteza de variație a semnalului trece prin valoarea zero.

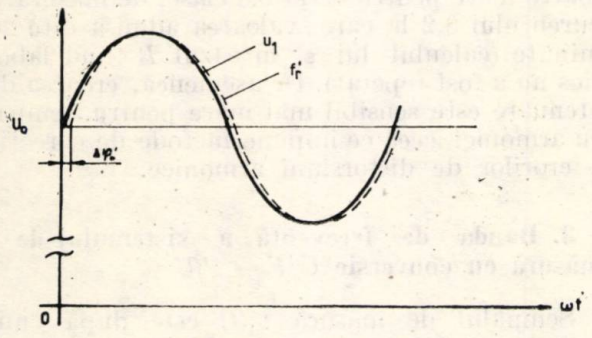


Fig. 3. Frecvența de ieșire f_r' a convertorului U/F variază în urma tensiunii de măsură u_1 datorită circuitului de integrare al convertorului.

2. Eroarea de măsură a tensiunii alternative a convertorului F/U

La nivelul circuitelor receptoare impulsurile transmise de convertorul U/F sînt formate în impulsuri de amplitudine și durată constante E_0 și T_0 de către convertorul F/U [1]. Se consideră că semnalul de intrare din figura 1 variază în jurul valorii U_0 conform relației:

$$u_1(t) = U_0 + U_1 \cos \omega t,$$

iar frecvența impulsurilor produse de convertorul U/F este:

$$f' = f_1 + f(t) = k_1 U_0 + k_1 U_1 \cos \omega t =$$

$$= k_1 U_0 + \Delta f_{max} \cos \omega t.$$

Atunci, spectrul de frecvență al impulsurilor E_0, T_0 este dat de relația cunoscută [3]:

$$u'(t) = E_0 T_0 f_1 + E_0 T_0 \Delta f_{max} \cos \omega t +$$

$$+ \frac{2 E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k\left(n \frac{\Delta f_{max}}{f}\right) \frac{\sin \pi T_0 (n f_1 + k f)}{n} \cdot$$

$$\cdot \cos [(n\omega_1 + k\omega)t + n\varphi_0].$$

Din acest spectru de frecvență interesează doar componenta $E_0 T_0 f_{max} \cos \omega t$ care este proporțională și în fază cu tensiunea de măsură. Pentru suprimarea celorlalte armonici, impulsurile normalizate E_0, T_0 se aplică unui filtru trece jos (FTJ). În cazul folosirii circuitului RC de ordinul 1, cu funcția de transfer:

$$F_1(s) = \frac{1}{1 + s\tau},$$

spectrul de frecvență la ieșirea din $FTJ1$ este:

$$u''(t) = E_0 T_0 f_1 + \frac{E_0 T_0 \Delta f_{max} \cos(\omega t - \operatorname{arctg} \omega \tau)}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} +$$

$$+ \frac{2 E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k'\left(n \frac{\Delta f_{max}}{f}\right) \frac{\sin \pi T_0 (n f_1 + k f)}{n} \cdot$$

$$\cdot \frac{\cos [(n\omega_1 + k\omega) + n\varphi_0 - \operatorname{arctg}(n f_1 + k\omega)\tau]}{\sqrt{1 + (n\omega_1 + k\omega)^2 \cdot \tau^2}}.$$

Primul termen reprezintă componenta continuă corespunzătoare frecvenței centrale f_1 și ea poate fi ușor suprimată printr-o cuplare în curent alternativ. Termenul al doilea reprezintă tensiunea de măsură atenuată și defazată, iar al treilea termen reprezintă o componentă suplimentară, nedorită, a semnalului de ieșire care contribuie la eroarea de măsură sub forma pulsației tensiunii de ieșire în jurul valorii date de termenul al doilea. Micșorarea pulsației prin mărirea constantei de timp ar duce la atenuarea și defazarea tensiunii de măsură dincolo de limitele în care ar fi posibilă compensarea erorii respective. O soluție mai bună este utilizarea filtrelor trece jos de grad superior; dintre acestea filtrele Bessel sînt primele ce trebuie luate în considerație, datorită răspunsului la impuls — treaptă lipsit de supracreșteri. Se consideră de exemplu un FTJ2 de ordinul 4, cu funcția de transfer:

$$F_2(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{a_1}{\omega_T} s + \frac{a_2}{\omega_T^2} s^2\right)\left(1 + \frac{b_1}{\omega_T} s + \frac{b_2}{\omega_T^2} s^2\right)},$$

unde ω_T este pulsația de tăiere a filtrului, iar a_1, a_2, b_1, b_2 coeficienții filtrului Bessel de ordinul 4.

Tabelul 2

f/f_T	1	2	5	10	15	20	25
$\gamma(\%)$	65,3	27	1	0,6	0,1	0,05	0,02

Calculul analitic al pulsației tensiunii la ieșirea din filtru $u_2(t)$ este foarte laborios, fiind indicată determinarea experimentală a coeficientului de pulsație. Astfel, considerînd un tren de impulsuri de frecvență f, cu factor de umplere $T_0/T = 1/2$, se determină valorile din tabelul 2 ale coeficientului de pulsație, definit de relația:

$$\gamma = \frac{u_{2max} - u_{2min}}{2u_{2med}},$$

Față de pulsația relativ redusă la ieșirea din *FTJ2* s-ar putea renunța la *FTJ1*. Însă, alte tipuri de convertoare *F/U* furnizează la ieșire nu trenul de impulsuri normalizate E_0, T_0, ci tensiunea ce rezultă prin injectarea unei sarcini constante q_0 într-un filtru *FTJ1* [2]. Pentru micșorarea pulsației finale trebuie folosit un al doilea *FTJ* de ordin superior (*FTJ2*), astfel că funcția de transfer a sistemului de măsură, conform figurii 1 în domeniul frecvențelor joase $f \ll f_1$ va fi în general:

$$F(s) = \frac{k_1 k_2}{(1+s\tau)\left(1+\frac{a_1}{\omega_T}s+\frac{a_2}{\omega_T^2}s^2\right)\left(1+\frac{b_1}{\omega_T}s+\frac{b_2}{\omega_T^2}s^2\right)}, \tag{7}$$

unde k_2 este factorul de transfer în curent continuu al convertorului *F/U*. În cele ce urmează valoarea k_1k_2 va fi considerată egală cu unitatea.

Eroarea de măsură, pentru semnale variabile, a convertorului *F/U* și a circuitelor anexe este, deci, o eroare de distorsiuni armonice. Atenuarea și defazarea rezultă imediat din relația (7) în cazul unui semnal sinusoidal. Pentru aprecierea posibilităților metodei de telemăsură discutate aici se prezintă, în tabelul 3, eroarea de atenuare (ε_a) și de defazare (ε_p) a unui semnal sinusoidal de frecvență $f = 50$ Hz (*A*) și a unui semnal de tipul curentului prin rețele electrice de înaltă tensiune (*B*), adică semnal care conține pe lîngă fundamentală (50 Hz), armonici pînă la ordinul 9 a căror amplitudine scade conform relației:

$$\frac{U_{2n+1}}{U_{2n-1}} = \frac{1}{2},$$

Tabelul 3

$\tau = 10^{-4}$ $f = 50$ Hz

	$f_T = \omega_T/2\pi$	0,5	1	2	5	10	20
A	ε_a(%)	0,45	0,15	0,07	0,05	0,05	0,05
	ε_φ(grade)	13,9	7,8	4,82	3	2,4	2,1
B	ε_a(%)	1,8	0,62	0,29	0,20	0,18	0,18
	ε_p(grade)	1,7					

ε_φ este defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire, iar ε_a este dat de relația:

$$\varepsilon_a = \frac{U_{2ef} - U_{1ef}}{U_{1ef}}.$$

Erorile scad, evident, cu frecvența de tăiere f_T, dar aceasta implică mărirea corespunzătoare a frecvenței centrale f_1 pentru păstrarea unui nivel scăzut al pulsației (tabelul 2).

Se mai observă că eroarea de defazaj rămîne foarte mare pentru cerințele clasei de măsură a curentului 0,2 la care valoarea admisă este 20 minute (calculul lui ε_φ în cazul *B* fiind laborios nu a fost repetat). De asemenea, eroarea de atenuare este sensibil mai mare pentru semnal cu armonici, ceea ce impune metode de corecție a erorilor de distorsiuni armonice.

3. Banda de frecvență a sistemului de măsură cu conversie *U/F — F/U*

Semnalul de măsură $u_1(t)$ este după cum am văzut atenuat și defazat atît de convertorul U/F cît și de convertorul F/U. Frecvența semnalului de ieșire din convertorul U/F variază în urma tensiunii de intrare, după cum s-a arătat în cap. 2. Din relația (3) rezultă:

$$f_r' = (1 + \varepsilon_f)f',$$

unde ε_f este dat de relația (6) pentru $\omega t = 0$. Pentru o fază oarecare a tensiunii de măsură, calculul lui ε_f se face asemănător:

$$\varepsilon_f = \frac{T - T_1'}{T_1'}.$$

Relația de calcul a lui T_1' este dată în anexa 1b, iar T rezultă din (5). Pentru $U_1/U_0 = 0{,}1$ și $F_1 = 62{,}5$ kHz, în tabelul 4 se calculează eroarea de frecvență pentru diferite faze ale tensiunii de măsură de frecvența 250 Hz.

Tabelul 4

φ	0	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2 \ldots 7\pi/6$		$5\pi/4$	$4\pi/3$	$3\pi/2$
$\lvert\varepsilon_f\rvert$(%)	0,125	0,07	0,05	0,02	0,11	0,1	0,07	0,02

În acest mod se poate construi prin puncte variația frecvenței convertorului *U/F* ca răspuns la variația sinusoidală a tensiunii de intrare (curba f' — fig. 3). Valorile din tabelul 4 confirmă scăderea erorii ε_f spre maximul semnalului de măsură, practic la zero pentru parametrii considerați mai sus. Aceasta înseamnă că frecvența de ieșire din convertorul *U/F* variază defazată cu $\Delta\varphi'$ în urma tensiunii de intrare, dar amplitudinea variației este mai puțin micșorată. Cu creșterea frecvenței f apare însă și o atenuare a amplitudinii. Astfel în tabelul 5 se dau valorile erorii de frecvență ε_{fa} corespunzătoare fazei $\pi/2$ în funcție de frecvența semnalului măsurat. Se observă că mic-

Tabelul 5

($U_1/U_0 = 0{,}1$; $f_1 = 62{,}5$ kHz)

f(Hz)	250	500	1 000	2 000
$-\varepsilon_{fa}$%	0,002	0,006	0,028	0,1

șorarea amplitudinii semnalului convertit în frecvență devine semnificativă peste frecvența 1—2 kHz a semnalului de măsură.

Pentru exprimarea analitică a tensiunii de ieșire din lanțul $U/F—F/U$, ținînd seama de eroarea ε_f, se vor calcula valoarea defazajului $\Delta\varphi'$. În figura 4 frecvența de ieșire a convertorului U/F și, deci, semnalul refăcut de un convertor F/U ideal este defazat pentru $\omega t = 0$,

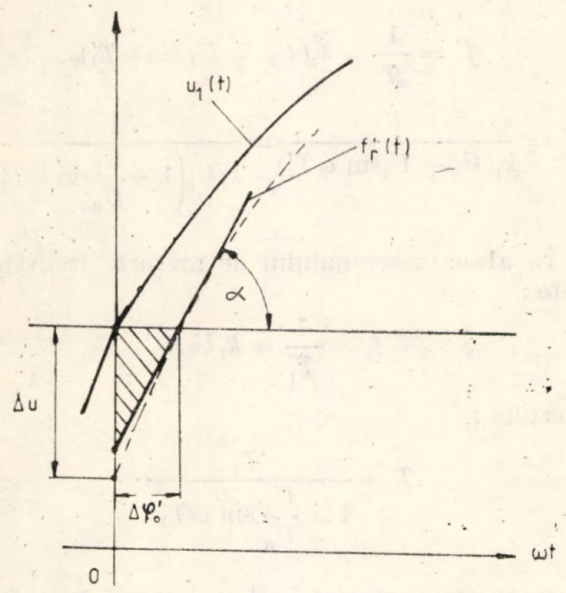


Fig. 4. Variația semnalului de măsură și a frecvenței convertorului U/F în vecinătatea trecerii prin zero a lui $u_1(t)$.

în urma semnalului de intrare cu $\Delta\varphi_0'$. În triunghiul format cu tangenta la curba $f_r'(t)$, se aproximează $f_r'(0)$ cu tăietura tangentei pe axa verticală:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\Delta u}{\Delta\varphi_0'}.$$

Dacă se aproximează panta tangentă la $f_r'(t)$ cu panta tangentei la $u_1(t)$ în $t = 0$, rezultă:

$$\operatorname{tg}\alpha = u_1'|_{\omega t=0} = U_1,$$

$$\Delta u = u_1(0) - k_2 f'(0) = k_2 f'(0) - k_2 f_r'(0) =$$

$$= k_2 \varepsilon_{f0} f'(0) = \varepsilon_{f0} U_0,$$

unde ε_{f0} este valoarea lui ε_f corespunzătoare trecerii prin zero a lui $u_1(t)$, iar k_2 este coeficientul de conversie al convertorului F/U considerat ideal:

$$\Delta\varphi_0' = \frac{U_0}{U_1}\varepsilon_{f0}.$$

În general, defazajul va depinde de faza tensiunii de măsură:

$$\Delta\varphi' = \frac{U_0}{U_1}\varepsilon_f.$$

Ținînd seama de:

— erorile de defazaj ($\Delta\varphi'$) și de atenuare a amplitudinii (ε_{fa}) datorate convertorului U/F;

— eroarea datorită pulsației tensiunii la ieșirea convertorului F/U;

— erorile de distorsiuni armonice introduse de FTJ;

atunci tensiunea de ieșire din circuitul de măsură din figura 1 se poate scrie sub forma:

$$u_2(t) = U_1(1 + \varepsilon_f)[1 + \gamma(t)]|F(j\omega)|\sin\left[\omega t - \right.$$

$$\left. - \operatorname{arctg} F(j\omega) - \frac{U_0}{U_1}\varepsilon_f\right], \qquad (7)$$

care se va compara cu expresia tensiunii de ieșire în cazul ideal:

$$u_{2i}(t) = U_1 \sin \omega t.$$

Factorul de transfer în curent continuu al circuitului din figura 1 este considerat egal cu unitatea și sînt neglijate alte erori în afară de cele dinamice.

Expresia (7) permite estimarea benzii de frecvență definită după criteriul scăderii amplitudinii cu 3dB:

$$(1 + \varepsilon_f)|F(j\omega)| = 1/\sqrt{2}.$$

Din exemplele numerice considerate se observă că, în cazul măsurătorilor în domeniul de frecvențe 0—500 Hz, factorul $|F(j\omega)|$ are o pondere mult mai mare; banda de frecvențe este determinată de filtrul trece jos, fiind practic egală cu frecvența sa de tăiere. În cazul mai general cînd se dorește extinderea benzii de frecvență se pot folosi FTJ de ordin superior (pentru menținerea unei pulsații reduse) și de frecvență de tăiere crescută; în acest caz efectul de variație a frecvenței convertorului U/F în urma tensiunii de intrare poate deveni semnificativ.

Concluzii

Erorile în regim dinamic ale unui lanț de conversie tensiune/frecvență — frecvență/tensiune sînt determinate în cea mai mare măsură de circuitele de refacere a semnalului din trenul de impulsuri modulat în frecvență, adică de convertorul F/U și filtrele trece jos anexe. Totuși, în funcție de valoarea frecvenței centrale, și convertorul U/F introduce erori datorită posibilității limitate ca valoarea frecvenței să urmărească valoarea semnalului de măsură.

Anexa 1

Calculul perioadei reale și ideale a frecvenței impulsurilor convertorului U/F în regim sinusoidal

a. Dacă tensiunea la intrarea convertorului U/F variază conform relației:

$$u_1 = U_0 + U_1 \sin \omega t,$$

tensiunea la intrarea comparatorului (fig. 2) variază în intervalul $(0, T_0)$ astfel:

$$u_A = U_P - \frac{1}{c}\int_0^t \left(i_0 - \frac{U_0 + U_1 \sin \omega t}{R}\right) \mathrm{d}t =$$

$$= U_P - \frac{i_0 t}{c} + \frac{U_0 t}{RC} - \frac{U_1 \cos \omega t}{\omega RC} + \frac{U_1}{\omega RC}.$$

La $t = T_0$, se poate scrie:

$$U'_P = U_P - \frac{i_0 T_0}{C} + \frac{U_0 T_0}{RC} - \frac{U_1}{\omega RC}\cos \omega T_0 + \frac{U_1}{\omega RC}. \tag{A1}$$

În intervalul (T_0, T'):

$$u_A = U'_P + \frac{1}{C}\int_{T_0}^t \frac{U_0 + U_1 \sin \omega t}{R}\,\mathrm{d}t =$$

$$= U'_P + \left(\frac{U_0 t}{RC} - \frac{U_1 \cos \omega t}{\omega RC}\right)\Bigg|_{T_0}^t =$$

$$= U'_P + \frac{U_0(t - T_0)}{RC} - \frac{U_1}{\omega RC}[\cos \omega t - \cos \omega T_0].$$

La $t = T'_1$, $u_A = U_p$:

$$U_P = U'_P + \frac{U_0(T'_1 - T_0)}{RC} - \frac{U_1}{\omega RC}\cos \omega T'_1 + \frac{U_1 \cos \omega T_0}{\omega RC}. \tag{A2}$$

Din (A1) și (A2) rezultă:

$$T'_1 = \frac{Ri_0 T_0}{U_0} + \frac{U_1}{U_0}\frac{\cos \omega T'_1}{\omega} - \frac{U_1}{\omega U_0}.$$

Deoarece:

$$T_1 = \frac{RI_0 T_0}{U_0} \quad \text{și} \quad k_1 = \frac{U_0}{R_0 I_0 T_0}\,[1], \tag{A3}$$

avem:

$$T'_1 = T_1 - \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}(1 - \cos \omega T'_1).$$

Timpul T corespunde frecvenței convertorului U/F ideal calculată la momentul $t'_1 = T'_1$:

$$f' = \frac{1}{T} = k_1(U_0 + U_1 \sin \omega T'_1),$$

$$T = \frac{1}{k_1(U_0 + U_1 \sin \omega T'_1)} = \frac{1}{k_1 U_0\left(1 + \frac{U_1}{U_0}\sin \omega T'_1\right)}.$$

În absența semnalului de măsură frecvența este:

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = k_1 U_0.$$

Rezultă:

$$T = \frac{T_1}{1 + \frac{U_1}{U_0}\sin \omega T'_1}.$$

b. Pentru calculul acelorași timpi la o fază oarecare a tensiunii de măsură se va considera că tensiunea de intrare are expresia:

$$u_1(t) = U_0 + U_1 \sin(\omega t + \varphi)$$

și se va relua calculul în vecinătatea lui $\omega t = 0$, pentru o valoare oarecare a lui φ, determinîndu-se astfel valorile T și T'_1 pentru orice fază a lui $u_1(t)$. Urmînd același raționament relația (A1) devine:

$$U'_P = U_P - \frac{i_0 T_0}{c} + \frac{U_0 T_0}{RC} - \frac{U_1 \cos(\omega T_0 + \varphi)}{\omega RC} + \frac{U_1 \cos \varphi}{\omega RC}, \tag{A4}$$

iar relația (A2) devine:

$$U_P = U'_P + \frac{U_0(T'_1 - T_0)}{RC} - \frac{U_1}{\omega RC}\cos(\omega T'_1 + \varphi) + \frac{U_1 \cos(\omega T_0 + \varphi)}{\omega RC}. \tag{A5}$$

Din (A4) și (A5) rezultă:

$$T_1' = \frac{i_0 T_0 R}{U_0} + \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}\cos(\omega T_1' + \varphi) - \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}\cos\varphi$$

și ținînd seama de (A3) se obține:

$$T_1' = T_1 - \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}\cos\varphi + \frac{U_1}{U_0}\frac{1}{\omega}\cos(\omega T_1' + \varphi).$$

Bibliografie

[1] *Gaber, E.* Asupra preciziei de măsură a circuitelor de conversie tensiune-frecvență și frecvență-tensiune. În : EEA — Electrotehnica **31**, nr. 2, 1983.

[2] Applications of the 9400 voltage to frequency, frequency to voltage converter. AN—10, Teledyne Semiconductor.

[3] *Săvescu, M.* Circuite electrice liniare. Editura didactică și pedagogică, București, 1978.

NOTE

INSTALAȚIE DE CÎNTĂRIRE ELECTRONICĂ ICE 10 t PENTRU OLTCIT-SA

Generalități

Instalația de cîntărire electronică de tip ICE 10 t, proiectată și executată la CCSIT-EP, a fost montată pe podul rulant de 10 t din hala de presaj greu a firmei „OLTCIT-SA" pentru cîntărirea rulourilor de tablă din care se realizează caroseria automobilului.

Podul rulant poate realiza cîntărirea sarcinilor agățate în cîrlig în condiții de totală siguranță în exploatare, fără a fi împiedicată funcționarea normală a sa.

Rezultatul cîntăririi se afișează atît în cabina podului rulant, cît și în hală pe un panou de dimensiuni mari.

Schema-bloc a instalației realizate este prezentată în figura 1.

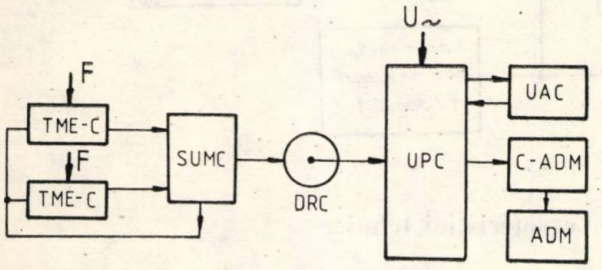


Fig. 1

1. Componența furniturii

Furnitura ICE 10 t se compune din următoarele părți:

— două juguri de măsură tip TME-C 5 t, echipate cu traductoare de forță magnetoelastice;
— cutia de însumare SUMC;
— dispozitiv rulare cablu DRC;
— uniatea principală de cîntărire UPC;
— unitatea de afișare și comandă UAC;
— comanda afișaj de dimensiuni mari C-ADM;
— afișaj de dimensiuni mari ADM.

2. Descrierea funcționării instalației ICE

ICE 10 t folosește ca element de bază traductorul de forță magnetoelastic.

Cele două juguri de măsură realizează integrarea mecanică a traductoarelor de forță în mufla podului rulant. Ele asigură transformarea efortului de întindere, datorat agățării sarcinii în cîrlig, în efort de compresiune și transmiterea acestuia, uniform, traductorului de forță magnetoelastic

La bornele de ieșire ale traductorului apare un semnal electric proporțional cu efortul de compresiune aplicat.

Cele două semnale de ieșire obținute de la traductoare sînt însumate în cutia SUMC.

De aici, se transmite semnalul la unitatea de prelucrare a datelor, UPC, printr-un cablu de lungime variabilă. Rularea-derularea cablului fără contacte alunecătoare este asigurată de dispozitivul DRC.

UPC conține toate circuitele electronice necesare alimentării traductoarelor, prelucrării electronice a semnalului pentru afișarea numerică, sisteme de protecție care sesizează depășirea sarcinii admise și apariția defectelor interne.

Interfața ICE-operator este unitatea de afișare-comandă, montată în cabina podului rulant. UAC realizează afișarea numerică cu 4 digiți a rezultatului cîntăririi. Rezultatul cîntăririi este afișat în hală prin intermediul ADM — afișajul de dimensini mari.

Dimensiunile cifrelor 220×120 mm permit citirea rezultatului de la o distanță de cca 50 m.

3. Concluzii

Performanțele tehnice deosebite ale acestui echipament de cîntărire tehnologică și anume: precizia instalației 0,5%, afișarea numerică a sarcinii în cabină și în hală, semnalizarea și protecția la suprasarcină, semnalizarea defectelor interne, îl situează alături de produse similare ale unor firme de renume din străinătate.

Instalații similare sînt în curs de realizare și pentru alte întreprinderi din țară.

Ing. *Constantin Duiu*
Ing. *Catană Ștefan*

INSTALAȚIE PENTRU MĂSURAREA TIMPILOR DE COMUTAȚIE LA ÎNTRERUPTOARE

Descriere

Instalația a fost concepută pentru măsurarea timpilor de comutație la întreruptoarele speciale tip VVZ, folosite în cadrul Laboratorului de mare putere.

Momentul comutării contactelor (închidere sau deschidere) se materializează în impulsuri, care prin blocurile de sfîrșit de măsurători opresc măsurarea timpului. Pentru facilitarea măsurătorii, unul din contacte este izolat optic de restul montajului.

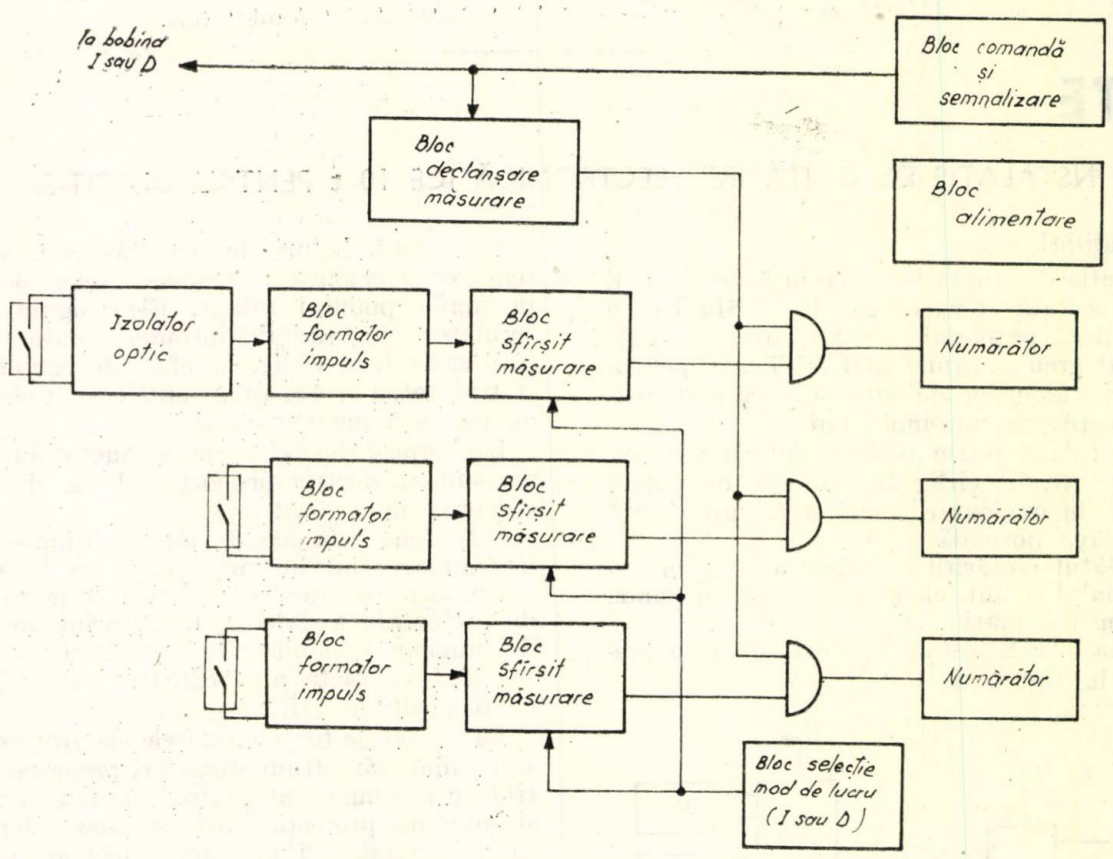


Fig. 1

Pentru scopul propus, instalația poate măsura simultan timpii a trei contacte înseriate (așa cum se găsesc contactele VVZ în instalație).

În figura 1 se prezintă schema-bloc a instalației.

Declanșarea măsurătorii se face odată cu aplicarea tensiunii de comandă pe bobina aparatului de comutație.

Acesta este momentul zero pentru timpii măsurați.

Măsurarea timpilor se face cu numărătoare universale, IEMI tip E 0202 C, care se folosesc în regim de măsură a duratei impulsului.

Caracteristici tehnice

— tensiune alimentare 220 V c.a. $^{+10\%}_{-15\%}$;

— eroare de măsură; ± 1 μ sec.

— număr contacte al căror timpi de comutare se poate măsura simultan: 3 (înseriate sau independente).

Ing. *Manta Alexandru*
Ing. *Istrate Mircea*

INSTALAȚIE PENTRU STABILIZAREA DIMENSIONALĂ A PIESELOR METALICE PRIN VIBRAȚII

Recent întreprinderea „Electroputere" Craiova a realizat în colaborare cu firma VSR Martin Engineering R. F. G., o instalație pentru stabilizarea dimensională a pieselor metalice prin vibrații, care a intrat în fabricație de serie.

Principiul instalației constă în aplicarea unor vibrații mecanice de joasă frecvență (8,3 ÷ ÷ 83,3 Hz), cu amplitudini controlate, în piesa supusă tratamentului.

Vibrațiile produse de un vibrator rotativ cu excentric realizează componente în toate planurile, avînd drept rezultat transmisia energiei mecanice, în masa piesei, în toate direcțiile. Vibrarea piesei se efectuează la 3—4 turații, la care se constată vîrfuri în accelerația vibrațiilor.

Energia undei mecanice duce la modificarea poziției atomilor pe distanțe foarte mici, aceștia trecînd în cadrul cristalului în poziții stabile.

Astfel, are loc o stabilizare a structurii materialului, indicată de scăderea curentului absorbit de motor.

Metoda este economică, rapidă și în timpul folosirii nu produce modificări structurale (oxidări etc.), ca în cazul detensionării termice.

Instalația asigură stabilizarea dimensională a pieselor între 50 kg și 150 t, folosind două tipuri de vibratoare : unul pentru piese pînă la 15 t și celălalt pentru piese între 15 și 150 t. Piesele foarte mici se pot detensiona prin fixarea pe o masă vibrantă.

Componența instalației de stabilizare dimensională prin vibrații (fig. 1) este următoarea :

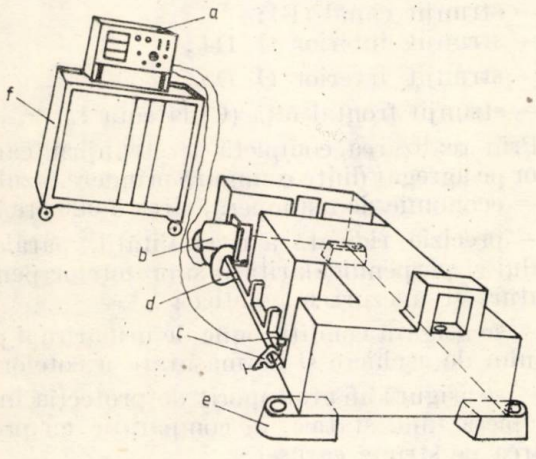


Fig. 1

— unitate de comandă și reglaj (a);
— vibrator (mare sau mic) (b);
— accelerometru (c);
— cleme de fixare (d);
— suporți de cauciuc (e).

Toate componentele se livrează într-un dulap transportabil cu dimensiunile de 1 000 × 600 × × 1150 mm.

Unitatea de comandă și reglaj realizează :

— modificarea turației vibratorului, deci a frecvenței vibrațiilor mecanice ;

— amplifică semnalul electric dat de traductorul de accelerație ;

— indică turația vibratorului, curentul absorbit de motor, „vîrfurile" de rezonanță, prin intermediul a trei aparate indicatoare magnetoelectrice ;

— programează durata de funcționare a instalației.

Formele pieselor supuse tratamentului pot fi diverse : bară, bloc, inel, piesă turnată sau construcție sudată cu configurație complexă.

Materialele ce pot fi detensionate (atît feroase, cît și neferoase) sînt :

— fonta, fonta maleabilă, fonta nodulară ;

— oțel — carbon ;

— oțeluri slab aliate și oțeluri speciale ;

— oțeluri inoxidabile de natură martensitică, austensitică sau feritică ;

— aliaje netratabile termic de următoarele tipuri durizate : cu dispersia particulelor, cu dispersia fazei, cu dispersia prin soluții solide ;

— aliaje ce pot fi tratate termic de următoarele tipuri : materiale ce se întăresc sau se călesc prin precipitare în condiții de recoacere (inclusiv Al, Fe, Co, Ni).

Procedeul nu se poate utiliza în cazul materialelor laminate la rece, trase, trefilate, la care prelucrarea la rece a redus ductibilitatea din cauza unor importante distorsiuni ale rețelei.

Integrarea acestei instalații în procesul tehnologic are o serie de avantaje :

- reducerea consumului de energie față de detensionarea termică (0,6 kWh față de peste 500 kWh la o piesă de 5 tone) ;
- reducerea ciclului de fabricație prin eliminarea transportului intern și timpul scurt de prelucrare (max. 40 minute pe piesă) ;
- metoda se poate aplica în orice fază a procesului tehnologic.

Ing. *M. Juncu*

NOI PROCEDEE TEHNOLOGICE INTRODUSE ÎN CADRUL FABRICAȚIEI DE MAȘINI ELECTRICE ROTATIVE

1. Tehnologia de sudare a conexiunilor la colector a bobinajului mașinilor electrice de c.c. prin procedeul TIG (Tungsten — Inert — Gaz).

Procedeul are la bază sudarea fără aport de metal și constă în topirea materialului de bază (conductor bobinaj steguleț, lamelă colector) în atmosferă neutră de heliu, sub acțiunea unui arc electric realizat între electrodul de tungsten și ansamblul steguleț — conductor bobinaj.

Sudarea se execută prin puncte pe circumferința rotorului prin rotirea intermitentă și automată a rotorului.

Tehnologia de sudare prin procedeul TIG asigură o fiabilitate ridicată a produselor și o reducere a cheltuielilor materiale de cca. 800 mii lei/an.

Utilajul folosit asigură și realizarea automată a canelării colectoarelor.

Părțile componente ale utilajului sînt prezentate în figura 1, unde:

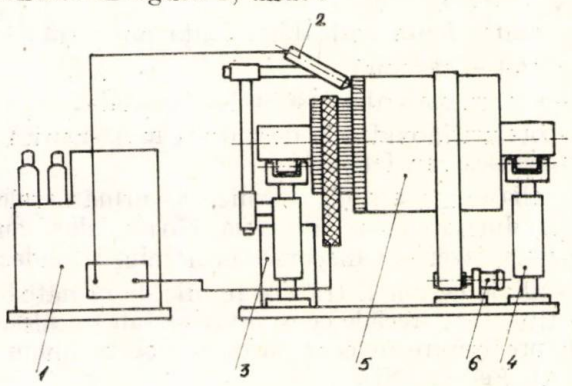


Fig. 1

1 instalație de sudat TIG tip Arcofix (aparatură de comandă pentru alimentare cu heliu, cu energie electrică și pentru mișcarea intermitentă de poziționare a rotorului în fața electrodului);

2 electrodul de tungsten;

3 mașina automată de frezat tip MF 400/402;

4 lagărele de susținere a rotorului;

5 rotorul de sudat la colector;

6 motorul de antrenare a rotorului.

Parametrii de funcționare a instalației de sudat:

Sursa de curent monofazat pentru alimentarea arcului de sudat:

— curent de sudare variabil 20 — 300 A;
— curent de sudare admisibil permanent 230A;
— tensiune de mers în gol 80 V;
— puterea nominală 18 kVA.

Sursa de curent trifazat pentru menținerea arcului

— curent de menținere variabil 1—40 A;
— curent admisibil permanent 30 A;
— tensiunea de mers în gol 75 V.

2. Tehnologia de prelucrare a carcaselor motoarelor de c.a. pe agregat specializat de strunjit

Procedeul constă în înlocuirea prelucrării pe strungul Carusel (din două sau trei prinderi ale carcaselor), cu prelucrare pe agregat specializat, dintr-o singură prindere a carcaselor, la care se realizează fazele de strunjire conform figurii 2:

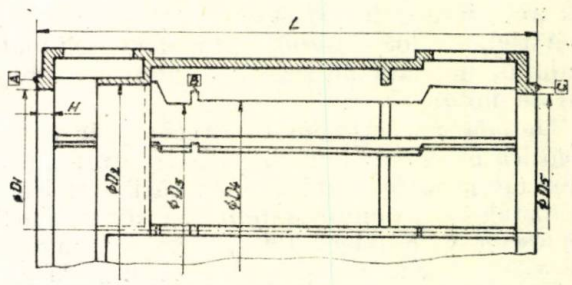


Fig. 2

— strunjit frontal față (A) la cota H;
— strunjit interior Ø D1;
— strunjit interior Ø D3;
— strunjit canal (B);
— strunjit interior Ø D4;
— strunjit interior Ø D5;
— strunjit frontal față (C) la cota L.

Prin realizarea completă a strunjirii carcaselor pe agregat dintr-o singură prindere,rezultă:

— economie de manoperă, circa 3 000 ore/an;

— precizie ridicată a coaxialității, paralelismului și perpendicularității suprafețelor pentru scuturi și miezuri magnetice;

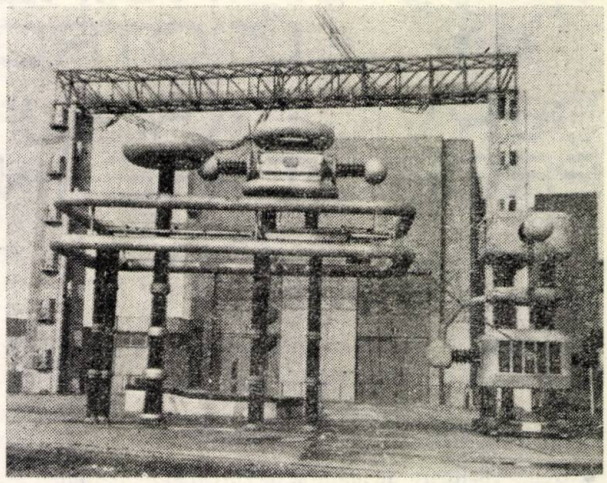
— se asigură condiții bune de urmărire a procesului de așchiere și de măsurare a cotelor;

— se asigură un grad sporit de protecția muncii, piesa fiind statică, în comparație cu prelucrarea pe strung carusel;

— se asigură economie de metal și de energie prin eliminarea dispozitivelor de centrare și a manevrărilor carcasei între fazele de strunjire.

Ing. *Enescu Zaharia*
Ing. *Zidăroiu A.*
Sing. *Cornea F.*

CENTRUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ ELECTROPUTERE CRAIOVA



În laboratoarele sale de înaltă tensiune
și mare putere

EXECUTĂ

Conform standardelor naționale și internaționale

INCERCARI

la următoarele produse :

- Întreruptoare și separatoare de medie și înaltă tensiune.
- Separatoare de sarcină, contactoare, siguranțe fuzibile de medie tensiune.
- Celule prefabricate de medie tensiune și celule capsulate de înaltă tensiune izolate în SF_6
- Bobine de reactanță.
- Descărcătoare de medie și înaltă tensiune.
- Sisteme de bare, bare capsulate, elemente de linie de joasă, medie și înaltă tensiune.
- Transformatoare de putere.
- Transformatoare de măsură de tensiune sau curent.
- Comutatoare de reglaj sub sarcină.

Se pot efectua următoarele încercări :

de izolație

- Încercarea la impuls de tensiune undă plină și undă tăiată.
- Încercarea la impuls de comutație cu tensiune aplicată sau prin inducție electromagnetică.
- Încercarea cu tensiune alternativă aplicată sau indusă, mono- sau trifazată.
- Determinarea tensiunilor transmise între înfășurări la transformatoare.
- Determinarea tensiunilor de conturnare a izolației externe în stare uscată și sub ploaie artificială.
- Măsurarea descărcărilor parțiale și a perturbațiilor radio.
- Ridicarea caracteristicilor de protecție ale descărcătoarelor.
- Încercări de fiabilitate pe platforma de încercări în aer liber.
- Încercarea comutatoarelor de reglaj sub sarcină pentru transformatoare.
- Determinarea caracteristicilor materialelor izolante și magnetice.

de comutație

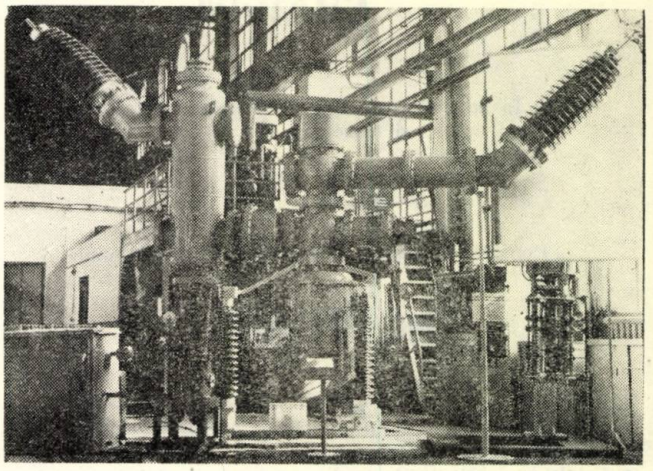
- **Verificarea capacității de comutație în regim de scurtcircuit, inclusiv ciclul RAR.**
- **Verificarea capacității de comutație pentru sarcini capacitive, inductive, active, transformatoare în gol.**
- **Verificarea capacității de comutație în regimuri speciale : curenți critici, dublă punere la pământ, ciclu dublu RAR, defect kilometric, opoziție de fază.**
- **Verificarea încălzirii în regim permanent, la curenți nominali.**
- **Verificarea comportării la curenți de stabilitate termică și dinamică.**
- **Verificarea comportării la arc electric intern.**

Informații detaliate privind posibilitățile de încercare și caracteristicile instalațiilor se pot obține de la CCSIT-EP Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică ,,Electroputere'', Calea București nr. 144, 1100 Craiova.

CENTRUL DE CERCETARE ŞTIINŢIFICĂ ŞI INGINERIE TEHNOLOGICĂ „ELECTROPUTERE" CRAIOVA

SERVICII ASIGURATE DE PROIECTARE ÎN DOMENIILE:

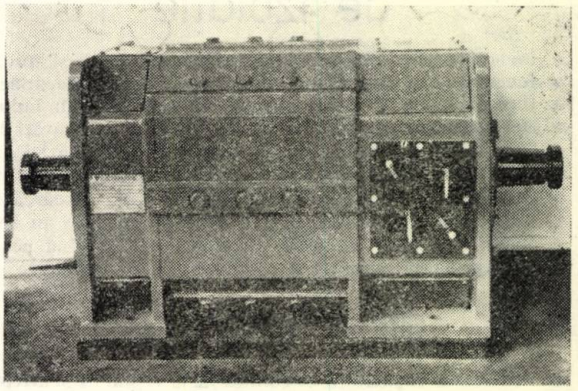
APARATAJ ELECTRIC DE MEDIE ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE



- întreruptoare de interior şi de exterior cu ulei puţin;
- contactoare 6 — 20 kV cu suflaj în aer;
- separatoare de interior şi de exterior monopolare şi tripolare, inclusiv cele de sarcină;
- transformatoare de măsură, de curent şi de tensiune;
- autotransformatoare şi reostate de pornire;
- bobine de reactanţă;
- siguranţe fuzibile;
- blocuri complexe de aparate;
- echipament capsulat în hexafluorură de sulf (SF_6).

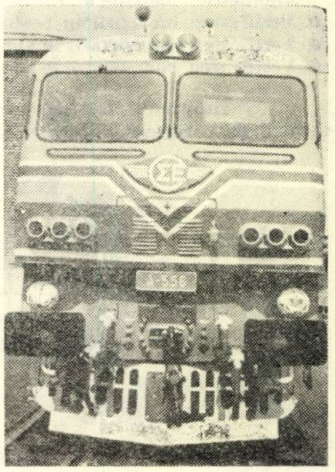
TRANSFORMATOARE

- normale, de puteri mici 25 ... 1 600 kVA, pînă la 35 kV;
- normale, de puteri medii şi mari 2,5 ... 400 MVA, pînă la 400 kV;
- speciale sau cu destinaţie specială pentru metrou, staţii mobile antigizutoase, alimentarea cuptoarelor de inducţie pînă la 12 t/şarjă, alimentarea cuptoarelor cu arc pînă la 100 t/şarjă, diferite condiţii de funcţionare şi de mediu.



MAŞINI ELECTRICE ROTATIVE

- motoare asincrone de joasă tensiune, de uz general şi specializate 55...315 kW;
- motoare asincrone de înaltă tensiune de uz general şi specializate de 132...2 500 kW;
- motoare sincrone de uz general 100 ... 2 000 kW;
- motoare asincrone, antideflagrante pînă la 2 000 kW;
- generatoare sincrone pentru grupuri electrogene;
- motoare de curent continuu pentru metalurgie;
- motoare şi generatoare pentru autobasculanta de 100 tf;
- maşini electrice de tracţiune;
- maşini electrice pentru instalaţii de foraj la mare adîncime



LOCOMOTIVE ŞI ECHIPAMENTE COMPLEXE

- locomotive diesel-electrice 2 100—4 000 CP;
- locomotive electrice pentru curent alternativ monofazat 25 kV, 50 Hz;
- rame electrice;
- substaţii de tracţiune urbană, metrou şi minieră;
- echipamente electrice pentru instalaţii de foraj, inclusiv foraj de mare adîncime;
- echipamente electrice de acţionare utilizînd electronica de putere sau invertoare şi motoare de curent alternativ

Execută consulting, know-how şi engineering pentru linii de fabricaţie, standuri şi laboratoare aferente domeniilor prezentate mai sus.

Echipament tehnic pentru fabricarea de acumulatoare și baterii—specialitate poloneză

Producător:
Laboratorul Central de Acumulatoare și Pile Electrice /CLAiO/Poznan

Progresul continuu al industriei electrotehnice, electronice, de autovehicule, de tracțiune, energetică și a altor domenii ale economiei generale impune pe de o parte modernizarea și dezvoltarea surselor chimice de curent primare(baterii de pile uscate) și secundare (acumulatoare), iar pe de altă parte modernizarea și extinderea bazei de fabricație.

Cele două probleme sînt studiate și rezolvate într-o manieră complexă de către Laboratorul central de acumulatoare și pile electrice **/CLAiO/**.

Cu excepția URSS CLAiO constituie, dealtfel, unicul centru de studii și cercetări cu caracter industrial în cadrul țărilor CAER.

CLAiO realizează între altele următoarele lucrări :

— cercetări referitoare la noi sisteme electrochimice generatoare de curent ;

— lucrări în domeniul construcției și tehnologiei industriale a acumulatoarelor și a bateriilor primare ;

— proiecte privind realizarea de secții noi și modernizate de fabricație în cadrul întreprinderilor producătoare de acumulatoare și de baterii primare, inclusiv coordonarea și supravegherea din partea proiectantului în decursul realizării proiectelor ;

— studii, cercetări și expertize referitoare la calitatea și nivelul tehnic al surselor chimice de curent, precum și la baza lor de fabricație ;

— fabricarea unor tipuri de surse moderne de curent, cum sînt baterii primare miniaturizate pentru ceasuri, aparataj electronic și fotooptic, aparate auditive ș.a.m.d., bazate pe sisteme electrochimice cu randament elevat de tipul : oxid de argint—zinc, bioxid de mangan—zinc cu un electrolit alcalin, bioxid de mangan—litiu și clorură de tionil—litiu, precum și unele tipuri de acumulatoare cu argint—zinc sau argint— cadmiu, etanșe la gaze, de formă rotundă sau cilindrică (cele din urmă cu plăci fritate) ;

— construirea, realizarea, instalarea și punerea în funcțiune la client a unor mașini și dispozitive speciale, precum și a aparaturii de măsură—control necesare pentru fabricarea acumulatoarelor și bateriilor.

CLAiO colaborează în cadrul activității sale cu unele institute și școli superioare din R.P. Polonă și din străinătate și menține un contact strîns cu întreprinderile care fabrică acumulatoare și baterii de pile uscate, precum și mașini pentru fabricarea acestora.

Exportator:

Elektrim

Societate poloneză de comerț exterior pentru electrotehnică S.A.R.L.
00—613 Warszawa, Chalubinskiego 8
Tel: 30-10-00, 30-20-00,
Telex 814.351

Îndeosebi acest ultim domeniu de activitate—proiectarea, realizarea și introducerea în procesul de fabricație a echipamentului tehnic—a fost, în special după anul 1970, remarcabil dezvoltat de către CLAiO, ca element absolut necesar pentru utilizarea rapidă și eficientă pe scară industrială a surselor de curent realizate de CLAiO, precum și pentru realizarea proiectelor de modernizare a unităților industriale.

Colaborarea constantă cu industria poloneză, producătoare de acumulatoare și baterii, folosirea eficientă a concluziilor reieșite din exploatarea mașinilor și aparatelor instalate și colaborarea cu un număr însemnat de centre științifice și industriale din țară și străinătate au permis realizarea unui progres continuu al sortimentelor de echipamente produse, precum și perfecționarea și modernizarea permanentă a acestora.

Un alt element care a stimulat dezvoltarea echipamentului tehnic este urgența cu care industria și protecția mediului ambiant impun automatizarea proceselor de producție și eliminarea muncii manuale, mai ales în condițiile în care omul vine în contact cu materiale toxice, spre exemplu, cele care conțin plumb și cadmiu.

Materialul special, modern și de calitate destinat fabricării acumulatoarelor și bateriilor uscate din R. P. Polonă, este similar celui produs în țările puternic industrializate. Acest fapt a permis CLAiO să prezinte o ofertă de export care prevede lucrări complexe de produse și servicii, echipamente speciale de măsură și control, inclusiv un post de control al calității surselor chimice de curent, precum și documentația aferentă pentru mașinile și liniile tehnologice realizate. CLAiO poate de asemenea să furnizeze linii tehnologice complexe constituite din produsele proprii și cele ale altor constructori. Înalta toxicitate și caracterul particular penibil al muncii în industria producătoare de acumulatoare cu plumb au impus ofertei relative la echipamente care permit fabricarea acestei game de produse un caracter complect : ea conține întreg materialul absolut necesar pentru fabricație.

RP Polonă poate furniza următoarele :

1. Concasoare complete de tip Harding pentru producerea pulberii de plumb. Capacitatea: 600 kg pulbere/oră.

2. Unităţi de turnare a grilelor de plumb care servesc la formarea plăcilor de la acumulatoarele de demaraj şi de tracţiune. Capacitatea : 1000—2500 piese/oră, în funcţie de grosimea grilei. Unitatea de turnare este constituită din două automate de turnare şi unul de topire pentru plumb.

CLAiO urmăreşte construirea unui automat de turnare a plăcilor prin folosirea unor aliaje cu conţinut redus de antimoniu.

3. Automate pentru turnarea pieselor în plumb (dibluri polare, racorduri, punţi etc.) destinate acumulatoarelor de demaraj şi de tracţiune. Capacitate : 900—1000 piese turnate/oră.

4. Automate pentru turnarea barelor de plumb care servesc ca elemente de legătură în secţia de formare a plăcilor de acumulatoare, precum şi vergele de sudură necesare în procesul de formare şi montaj la acumulatoare. Capacitatea : 780 kg tije/oră.

5. Automate pentru turnarea nucleelor de plumb pentru plăcile de blindaj (tubulare) ale acumulatoarelor de tracţiune. Capacitatea : 200 piese turnate/oră. Dimensiunile maxime de turnare : 600 × 255 mm.

6. Grupe de fabricaţie de mase active, constituie între altele din două linii tehnologice independente, una pentru masa de plăci pozitive, alta pentru masa de plăci negative, cu un rezervor cu pulbere de plumb şi un sistem automat de cîntărire şi dozare a componentelor maselor active. Capacitatea : 8—16 t de masă pentru intervalul de 8 ore urmînd timpul de agitare prevăzut de tehnologie.

7. Echipamente pentru tratarea plăcilor de la acumulatoarele de demaraj şi de tracţiune, cu tunele de preuscare a plăcilor tratate. Aceste echipamente pot fi cuplate la grupul de fabricaţie a maselor active (poziţia 6), de unde masele pregătite pot fi dirijate direct spre dispozitivul care alimentează echipamentele de tratare. Capacitatea : 4200—6000 plăci/oră (la acumulatoarele de demaraj) şi 1500—2500 plăci/oră la acumulatoarele de tracţiune.

8. Dispozitive complet ermetice care înlocuiesc pulberea de plumb a plăcilor de blindaj (tubulare) de la acumulatoarele de tracţiune. Capacitatea : 200—330 plăci/oră, în funcţie de mărimea plăcii.

9. Uscătoare destinate uscării sub atmosferă protectoare a plăcilor negative pentru acumulatoare de demaraj încărcate uscat. Capacitatea utilajelor : cca. 1500 plăci/oră.

10. Linii de montaj pentru acumulatoare de demaraj şi de tracţiune cu plumb dispuse în carcase de ebonită (capacitatea medie — 80 piese/oră) sau de polipropilenă (capacitatea medie 60—120 piese/oră) ; aceste linii cupind sectoare de montaj, maşini pentru asamblarea plăcilor (capacitatea : 7200 plăci/oră), dispozitive pentru sudarea plăcilor, pregătirea masei izolante şi reluarea acesteia la acumulatoarele de construcţie clasică, posturi de lipire a capacelor la bloc cu ajutorul răşinilor automate pentru sudarea capacelor din polipropilenă bloc.

Se află în studiu un aparat pentru sudarea setului de plăci de pereţii despărţitori.

11. Aparate pentru refolosirea deşeurilor din plumb. Capacitatea : 1300 kg de plumb/oră.

Oferta **Elektrim** referitoare la liniile tehnologice pentru fabricarea bateriilor uscate tip Leclanche este cuprinzătoare referindu-se la următoarele :

12. Linii de fabricaţie a beteriilor R*6*, R*12*, R *14* şi R *20*, realizate conform tehnologiei tip neacoperit, „paper-lined" prin presare cu injecţia masei („single shot"). Capacitatea : 3000 baterii/oră.

13. Linii de fabricaţie a bateriilor R *14* şi R *20*. În funcţie de tipul de înveliş, ele diferă prin procedeul de fabricaţie şi prin construcţia automatelor. Liniile de acest tip permit obţinerea unor baterii cu înveliş de hîrtie, cu etichete în hîrtie, cu înveliş de hîrtie stratificată într-o bandă autoadezivă cu imprimare, cu înveliş din material plastic cu etichetă din hîrtie sau imprimată, cu înveliş de hîrtie şi suport din tablă de oţel litografiată, cu înveliş metalic şi capac. Capacitatea : cca. 3000 baterii/oră.

14. Linii de fabricaţie înveliş hîrtie pentru bateriile R *14* şi R *20* folosind 2—3 benzi de hîrtie şi material stratificat autoadeziv cu etichetă imprimată. Capacitatea : 10 000 învelişuri/oră pentru bateriile R 14 şi 8400 buc/oră pentru bateriile R 20.

15. Echipamente pentru fabricarea de diafragme din hîrtie acoperite cu electrolit. Capacitatea : 600—1600 m/oră în funcţie de temperatura de uscare a electrolitului aplicat.

Această expunere rezumativă (nu a fost menţionat spre exemplu materialul care asigură fabricarea acumulatoarelor nichel — cadmiu şi nici aparatura de măsură şi control) referitoare la echipamentul tehnic special pentru fabricarea surselor chimice de curent poate fi completată prin expertize sau prin studii privind modernizarea unor fabrici întregi sau a unor secţii ale acestora şi în fine, prin proiecte de amenajare optimă a suprafeţelor de producţie etc.

Informaţii detaliate la cerere : în acest sens vă rugăm să vă adresaţi ELEKTRIM (Societatea poloneză de comerţ exterior pentru electrotehnică S. A. R. L.) 00—613 Warszawa, Chałubińskiego 8.

Dr. *Jerzy Kwaśnik* — director al CLAiO, reprezentant al R. P. Polone în cadrul grupului de lucru „probleme chimice şi surse solare de curent" INTERELECTRO.

Mgr. *Witold Jaworski* — secretar al părţii poloneze în cadrul grupului de lucru „probleme chimice şi surse solare de curent" INTERELECTRO.

MUSZAKI INFORMACIOS SZOLGALAT

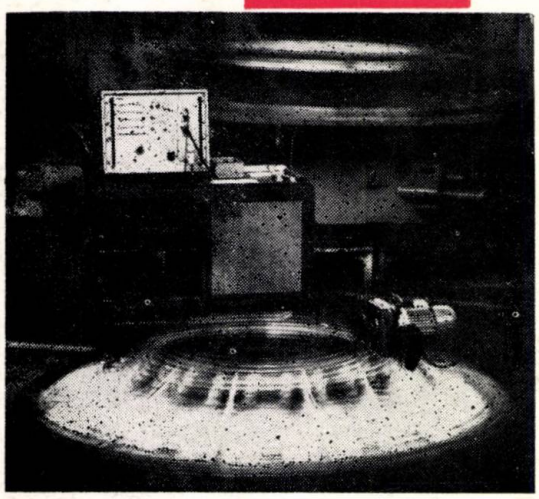
Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2482

ELECTROPUTTERE
CRAIOVA
Calea București 144, Telefon 44494, Prefix 941, Telex 41234

INSTALAȚII PENTRU STABILIZAREA DIMENSIONALĂ A PIESELOR METALICE PRIN VIBRAȚII



oferă cea mai modernă, simplă și sigură metodă pentru îndepărtarea tensiunilor reziduale din piesele metalice în zonele ce urmează a fi prelucrate precis, sau trebuie evitată deformarea ulterioară.
Folosirea acestui procedeu conferă numai avantaje, raportat la toate celelalte metode de detensionare cunoscute: îmbătrînire naturală, vibrare necontrolată, detensionare termică.

- Mod de operare simplu;
- Gabarit redus (cabinet tehnic — 1 000 × 600 × 1 150);
- Gamă largă de aplicabilitate la diferite materiale și configurații;
- Cost redus și amortizare rapidă;
- Consum redus de energie;
- Evitarea transportului pieselor mari.

1985 JAN 24

Se pot detensiona piese între 50 kg și 150 t folosind două tipuri de vibrator; unul pentru piese pînă la 15 t, altul pentru piese între 15 ÷ 150 t.
Se poate aplica la piese turnate și sudate dintr-o gamă largă de materiale ca: fontă, fontă maleabilă, oțeluri carbon, oțeluri slab aliate și speciale, aliaje neferoase.
Se pot trata piese cu cele mai complexe configurații și greutăți de la cele mai mici pînă la 150 t.

EFICIENȚA ECONOMICĂ

- Reducerea consumului de energie față de detensionarea termică (0,6 kWh față de peste 500 kWh la o piesă de 5 tone).
- Reducerea ciclului de fabricație prin:
  — eliminarea transportului intern;
  — timp scurt de prelucrare (max. 40 minute pe piesă).

Se poate aplica în orice fază a procesului tehnologic.

2040/1

04

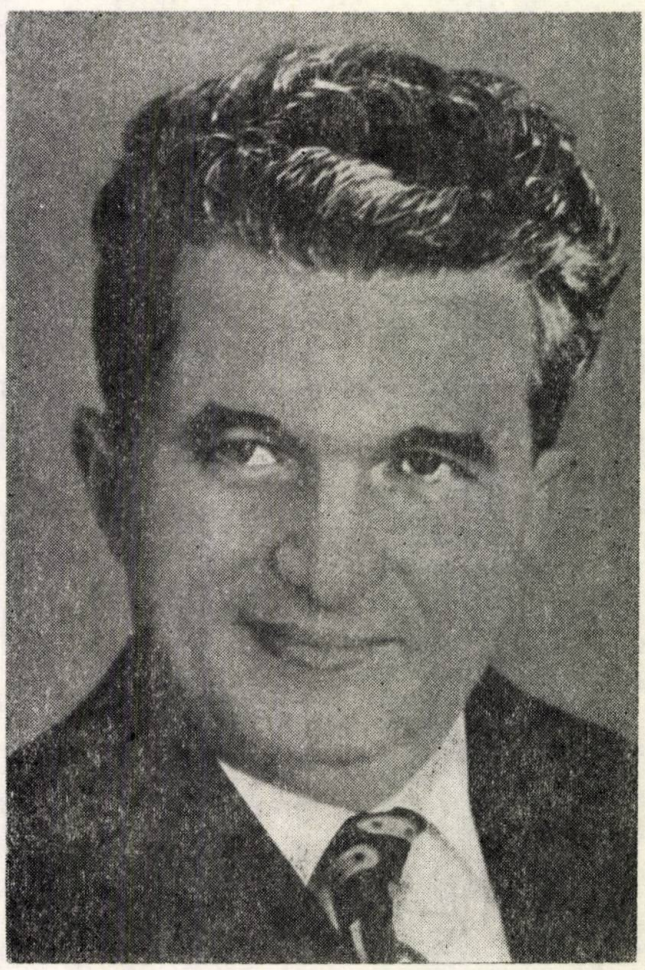
Energia

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

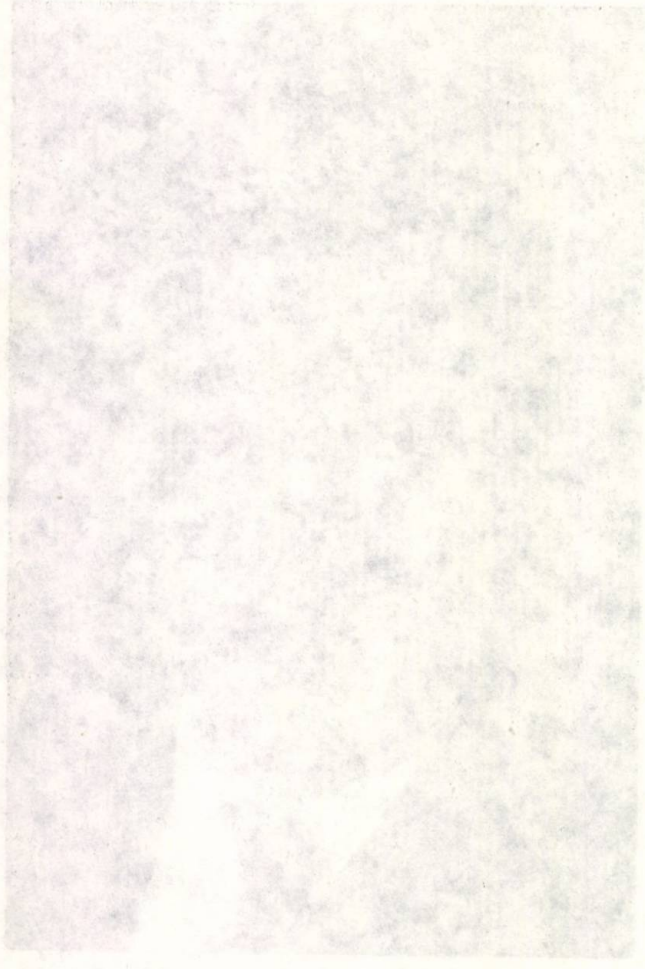
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 32 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1984

Dînd glas voinței nestrămutate a tuturor comuniștilor, exprimată în adunările generale și conferințele de partid, sentimentelor de dragoste nețărmurită și stimă ale întregului popor, Congresul al XIII-lea a reales — într-o impresionantă unanimitate — în funcția supremă de secretar general al Partidului Comunist Român pe tovarășul NICOLAE CEAUȘESCU — cel mai iubit fiu al națiunii noastre, conducătorul încercat al partidului și poporului român, personalitate de înalt prestigiu și autoritate a vieții politice contemporane.



„O atenție deosebită va trebui acordată electronicii și microelectronicii, realizării de noi mașini și motoare cu consum redus...“.

(Din raportul Comitetului Central al P.C.R. prezentat de tovarășul NICOLAE CEAUȘESCU la Congresul al XIII-lea al Partidului)



ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 32 Nr. 8 noiembrie 1984

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 538.3 :557.212

ELECTRODINAMICĂ MACROSCOPICĂ
CÎMP ELECTRIC

Răduleţ, R. : **Asupra bazelor electrodinamicii macroscopice.**

E. E. A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 301

Este prezentată structura logică a teoriei macroscopice a fenomenelor electrice şi magnetice în fizica fenomenologică a lui Maxwell şi Hertz, care ar trebui adoptată în expunerea acestei ramuri a fizicii, după concepţia autorului, la nivelul formării universitare a fizicienilor şi inginerilor.

CZ 621.385 :537.122

TUB TERMOCONTRACTABIL
POLIETILENĂ RETICULATĂ
IRADIERE CU ELECTRONI ACCELERAŢI

Tănăsescu, Fl. T. ş.a. : **Caracteristicile tuburilor termocontractabile realizate prin iradiere cu electroni acceleraţi şi aplicaţiile acestora în industrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 311

Sînt prezentate principalele caracteristici chimice, mecanice şi electrice ale tuburilor termocontractabile din polietilenă şi din amestecuri de polietilenă cu elastomeri, obţinute prin iradiere cu electroni acceleraţi, precum şi influenţa unor parametri (natura materialului, temperatura, gradul de reticulare, raportul de contracţie, mediul de lucru) asupra comportării acestora.

Sînt menţionate, de asemenea, principalele posibilităţi de utilizare a acestor produse în industria electrotehnică şi electronică.

CZ 621.317.7 :530.18

OSCILOMOTOR
PROCEDEU NUMERIC DE LINIARIZARE LOCAL-TEMPORALĂ

Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H., Isoc, D. : **Aspecte privind controlabilitatea şi observabilitatea unui oscilomotor, prin intermediul unui procedeu numeric de liniarizare local — temporală.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 317

Lucrarea evidenţiază aspecte semnificative privind controlabilitatea şi observabilitatea oscilomotorului liniar, considerat ca element de execuţie neliniar, fără a fi inclus, pentru această etapă, într-un sistem automat. Prin utilizarea unui procedeu numeric de liniarizare local-temporală se extind metodele de studiu al controlabilităţii şi observabilităţii uzuale sistemelor liniare şi pentru sisteme neliniare.

CZ 628.93.001.24 : 534.24

ILUMINAT INTERIOR
FACTORI DE LEGĂTURĂ
ILUMINARE PRIN REFLEXIE

Dinculescu, P. : **Asupra considerării separate a fiecărui perete în calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat interior.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 320

În cadrul modelului simplificat (cu trei suprafeţe de calcul) al unei instalaţii de iluminat interior cu factori de reflexie diferiţi ai pereţilor, se definesc şi se calculează factorii de legătură între suprafeţe şi factorii de poziţie pentru punctele din planul util, se analizează problema determinării fluxurilor luminoase finale pe fiecare suprafaţă luată separat şi se determină componenta reflectată a iluminării în diverse puncte ale planului util. Se evidenţiază importanţa considerării separate a fiecărui perete atunci cînd se are în vedere eşalonarea luminanţelor în cîmpul vizual.

CZ 538.531.2 : 512.831

CIRCUITE ELECTRICE
PROIECTOARE DE STRUCTURĂ

Cristea, P., Nicoară, N. : **Generarea proiectoarelor de structură ai circuitelor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 326

Se prezintă o metodă de generare a proiectoarelor unui circuit electric pornind de la matricea-unitate corespunzătoare arborelui (coarborelui) şi introducînd succesiv coardele (ramurile). Se stabileşte legătura între proiectoarele de structură ale circuitelor electrice şi funcţiile de transfer ale acestora. Totodată este prezentată o teoremă originală privitoare la modificarea matricei funcţiilor de transfer ale unui circuit electric la introducerea unei legături inverse de rangul 1.

CZ 621.314.2 : 621.791

TRANSFORMATOARE MONOFAZATE
SUDARE

Mereanu, A., Fercău, M. : **Serie de transformatoare de sudare prin puncte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 332

Lucrarea prezintă o nouă serie de transformatoare proiectată pentru liniile de sudare multipunct din industrie. Sînt precizate pe parcurs caracteristicile tehnice principale, condiţiile tehnice, regulile şi metodele de verificare a calităţii transformatoarelor ce corespund normelor impuse.

CZ 621.3.08 : 621.3.052

SEMNALE PERIODICE ŞI APERIODICE
EŞANTIONARE ŞI RECONSTITUIRE

Tiponuţ, V. : **Legătura dintre teorema eşantionării funcţiilor periodice şi teorema WKS.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 339

Se prezintă o formulare mai generală a teoremei eşantionării funcţiilor periodice din care rezultă, prin trecere la limită, teorema WKS.

CZ 621.3.013 : 621.3.011

CÎMP ELECTRIC
COEFICIENT HALL

Vetreş, I. : **Calculul cîmpului în plăci circulare pentru determinarea coeficientului Hall.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 342

Folosind metoda funcţiei Green se calculează cîmpul electric dintr-o placă semiconductoare circulară alimentată prin intermediul a doi electrozi filiformi cu un curent constant în timp. Pornind de la legea conducţiei electrice în prezenţa unui cîmp magnetic transversal şi uniform se determină expresia coeficientului Hall în funcţie de tensiune, curent, inducţie magnetică şi dimensiuni geometrice. Se fac particularizări pentru unele situaţii ce intervin în practică.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 538.3: 557.212

МАКРОСКОПИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ

Рэдулец, Р.: **О макроскопической электродинамике.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 301

Представляется логическая структура макроскопической теории электрических и магнитных явлений в области феноменологической физики Максвелла и Герца, которая, по автору мнению, должна была принята в представлении этой области физики, на уровне университетского образования физиков и инженеров.

УДК 621.385: 537.122

ТЕРМОУСАДОЧНАЯ ТРУБКА
СЕТЧАТЫЙ ПОЛИЭТИЛЕН
ОБЛУЧЕНИЕ С УСКОРЕННЫМИ ЭЛЕКТРОНАМИ

Тэнэсеску, Ф. Т. и др.: **Характеристики термоусадочных труб, полученных при облучении с ускоренными электронами и их применения в промышленности.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 3 1

Представлены основные химические, механические и электрические характеристики термоусадочных полиэтиленовых труб и труб из полиэтиленовых смесей с эластомерами, полученны при облучении с ускоренными электронами, а также воздействие параметров (характер материала, температура, степень ретикуляции, коэффициент усадки, рабочая среда) на их поведение.

Указаны также основные возможности использования этих изделий в электротехнической промышленности и в электронике.

УДК 621.317.7: 530.18

ОСЦИЛЛОДВИГАТЕЛЬ
МЕТОД ИСЧИСЛЕНИЯ ЛОКАЛЬНО-ВРЕМЕННОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Дарие, С., Колоши, Т., Бэлан, Х., Исок, Д.: **О возможностях контроля и наблюдения осциллодвигателя при помощи метода исчисления локально-временной линеаризации.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 317

Работа выявляет значительные аспекты о контроле и наблюдении линейного осциллодвигателя, считаемого как нелинейный элемент выполнения, без его включения в автоматической системе в этом этапе. При употреблении этого метода исчисления локально-временной линеаризации расширяются методы изучения контроля и наблюдения, потребляемые в линейны и нелинейны системах.

УДК 628.93.001.24: 524.24

ВНУТРЕННЕЕ ОСВЕЩЕНИЕ
КОЭФФИЦИЕНТ СВЯЗИ
ОСВЕЩЕНИЕ ОТРАЖЕНИЕМ

Динкулеску, П.: **Об отдельном рассмотрении каждой стены в фотометрическом расчёте установок внутреннего освещения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 320

У упрощенной модели (с тремя поверхностями расчёта) установки для внутреннего освещения с различными коэффициентами отражения стен, определяются и исчисляются коэффициенты связи между поверхностями и коэффициенты положения для точек в полезной плоскости, определяются световые потоки установившиеся на наждой поверхности и отраженная составляюшая освешенности в различные точки полезной плоскости. Выявляется значение отдельного рассмотрения каждой стены тогда, когда имеется в виду распределение яркостей в поле зрения.

УДК 538.531.2: 512.831

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ПРОЕКТОР СТРУКТУРЫ

Кристя, П., Никоарэ, Н.: **Произведение проекторов структур и электрических цепей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 326

Представляется метод произведения проекторов электрической цепи исходя от матрицы-единицы, соответствующей валу (кодерево) и постепенно внедряя струны (ветви). Устанавливается связь между проекторами структуры электрических цепей и их передаточными функциями. Представляется также оригинальная теорема о изменении матриц передаточных функций одной электрической цепи при внедрении обратной связи ранга I.

УДК 621.314.2: 621.791

ОДНОФАНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
СВАРКА

Меряну, А., Феркэу, М.: **Серия трансформаторов для точечной сварки.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 332

Работа представляет новую серию трансформаторов, проектированную для многоточеных сварочных линий в промышленности. Уточняются и основные технические характеристики, соответствующие заданным нормам.

УДК 621.3.08: 621.3.052

ПЕРИОДИЧНЫЕ И АПЕРИОДИЧНЫЕ СИГНАЛЫ
ОБРАЗОВАНИЕ ОБРАЗЦОВ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ

Типонуц, В.: **Связь между теоремой периодических функций и теоремой ВКС.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 339

Представляется в более общей сформулировании теорема образования образцов периодических функций, из каторой получается, путём перехода к пределу, теорема ВКС.

УДК 621.3.013: 621.3.011

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ
КОЭФФИЦИЕНТ ГАЛЛА

Ветреш, И.: **Исчисление поля в круговых пластинах ввиду определения коэффициента Галла.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 32**, № 8, ноябрь 1984, стр. 342

При использовании метода функции Грина исчисляется электрическое поле в круговой полупроводящей пластине, питаемой постоянным во времени током, через 2 нитевые электроды. Исходя от закона электропроводности в присутствии поперечнего и однородного магнитного поля определяется выражение коэффициента Галла в зависимости от напряжения, тока, магнитной индукции и геометрически размеров. Указываются характерные черты для отдельных случаев, возникающих в практике.

INHALT

DK 538.3 : 557.212

MAKROSKOPISCHE ELEKTRODYNAMIK
ELEKTRISCHE FELD

Rădulef, R. : **Über die Grundlagen der makroscopischen Elektrodynamik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 6, aug 1984, S. 301

Es wird die logische Struktur des makroscopischen Theorie der elektrischen und magnetischen Vorgänge in der phänomenologischen Physik von Maxwell und Hertz vorgestellt die, nach der Auffassung des Autors, in der Darlegung dieses Zweiges des Physik zur Hochschulbildung der Physiker und Ingenieure herangezogen werden müsste.

DK 621.385 : 537.122

THERMOKONTRAKTIERBARES ROHR
RETIKULIERTES POLYÄTHYLEN
BESTRAHLUNG MIT BESCHLEUNIGTEN
ELEKTRONEN

Tănăsescu, Fl. T. u.a. : **Charakteristiken der thermokontraktierbaren Rohre, die durch die Bestrahlung mit beschleunigten Elektronen durchgeführt sind und deren Einstellungen in der Industrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 311

Es werden die bedeutendsten chemichen, mechanischen und elektrischen Charakteristiken der thermokontraktierbaren Rohre aus Polyäthylen und Polyäthylenmischungen mit Elastomeren, die man durch Bestrahlung mit beschleunigten Elektronen erhält, als auch den Einfluss einiger Parameter auf dessen Verhalten (Natur des Materials, Temperatur, Retikulierungsgrad, Kontraktionsgrad, Arbeitsmedium), dargestellt. Gleichfalls werden die bedeutendsten Anwendungsmöglichkeiten dieser Produkte in der elektrotechnischen und elektronischen Industrie beschrieben.

DK 621.317.7 : 530.18

OSZILOMOTOR
NUMERISCHES VERFAHREN DER LOKAL-ZEITLICHER LINIARISIERUNG

Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H., Isoc, D. : **Aspekte der Kontrolierbarkeit und Bemerkbarkeit eines Oszilomotors mit Hilfe eines nummerischen Verfahrens der lokal-zeitlicher Liniarisierung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 317

Die Arbeit heschreibt bedeuten de Aspekte bezüglich der Kontrollbarkeit und Bemerkeit des liniaren Oszilomotors, der als Element der nichtliniaren Durchführung gilt, ohne einer Etappe des automatischen Systems angehörig zu sein. Durch die Anwendung eines nummerischen Verfahrens der lokalzeitlicher Liniarisierung erweitern sich Studiummethoden der Kontrollierbarkeit und Bemerkbarkeit üblich liniarer Systeme und nichtliniarer Systeme.

DK 628.93.001.24 : 534.24

INNENBELEUCHTUNG
VERBINDUNGSFAKTOREN
INDIREKTEBELEUCHTUNG

Dinculescu, P. : **Separate Vorstellung der jeden Wand in fotometrischer Berechnung der Innen Beleuchtungsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 320

In Rahmen des vereinfachten Modells (mit drei Berechnungsoberflächen) einer Innen Beleuchtungsanlagen mit verschiedenen Reflexionsgraden der Wände, man definiert und berechnet die Verbindungsfaktoren zwischen den Oberflächen und die Stellenfaktoren für die Arbeitsplanpunkten ; man analysiert das Problem der Bestimmung der Lichtströme die ingesamt Endflüsse auf jeder Oberfläche fallen und man bestimmt die indirekte Anteil der Beleuchtungsstärke in den verschiedenen Punkte auf die Arbeitsfläche. Die Bedeutung der separaten Vorstellung der jeden Wand wird dann hervostellen wenn die Leuchtdichtverteilung im Gesichtfeld ergehoben.

DK 538.531.2 : 512.831

ELEKTRISCHE KREISFÄUFE
STRUKTURPROJEKTOR

Cristea, P., Nicoară, N. : **Generierung der Strukturprojektoren der elektrischen Kreisläufe.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 326

Es wird eine Generierungsmethode der Projektoren eines elektrischen Kreislaufes dargestellt, wobei man von der Einheit Matrix der Arce (Koarce) beginnt und wobei man die Zweige in Reihenfolge einführt. Es wird die verbindung zwischen den Strukturprojektoren der elektrischen Kreisläufe und der Übertragungsfunktionen festgestellt. Gleichzeitig wird eine originelle Theorie der Veräuderung der Matrix-Übertragungsfunktionen eines elektrischen Kreisläufes bei der Einfuhrung einer umgekehrten Verbindung des I-Grades dargestellt.

DK 621.314.2 : 621.791

MONOPHASIERTE TRANSFORMATOREN
SCHWEISSEN

Mereanu, A., Fercău, M. : **Transformatorenserie für Schweissen durch Punkte.**

E.E.A. — **Electrâtehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 332

Die Arbeit stellt eine neue Transformatorenserie, die für die Schweisslinien mit mehrfachen Punkten in der Industrie entworfen wurde, dar. Es werden die bedeutendsten technischen Charakteristiken, die technischen Bedingungen die Regeln und Verbesserungsmethoden der Qualität für die Transformatoren die gleich der Normen sind dargelegt.

DK 621.3.03 : 621.3.052

PERIODISCHE UND NICHTPERIODISCHE SIGNALE
PRÜFUNG UND WIEDERHERSTELLUNG

Tiponuţ, V. : **Die Verbindung zwischen der Theorie der Prüfung von periodischen und nichtperiodischen Funktionen und der Theorie WKS.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 339

Man beschreibt eine gesamte Formulierung der Theorie der Prüfung von periodischen Funktionen, woher die WKS — Theorie erhalten wird.

DK 621.3.013 : 621.3.011

ELEKTRISCHES FELD
KOEFFIZIENT HALL

Vetreş, I. : **Berechnung des Feldes in ringförmigen Platten für die Bestimmung des Koeffizienten Hall.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, S. 342

Durch die Anwendung der Methode des Green Funktion berechnet man das elektrische Feld aus einer kreisförmigen Halbleiter — Platte, die mit Hilfe von zwei fadenförmigen Elektroden gespeist ist u.z.w. mit einen konstanten Strom. Man fäugt von der Theorie der elektrischen Leitung an/in Gegenwart eines transversalen magnetischen Feldes und einheitlich bestimmt man den Koeffizienten Hall, bezüglich der Spannung, des Stroms, der magnetischen Induktion und der geometrischen Dimensionen. Man erzeugt Spezialisierungen für einige praktische Situationen.

CONTENTS

CZ 538.3 : 557.212

MACROSCOPIC ELECTRODYNAMICS
ELECTRIC FIELD

Rădulef, R. : **On the macroscopic electrodynamics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 301

The macroscopic theory logical structure for magnetical and electrical phenomena in Maxwell and Hertz's phenomenological physics is presented, which in the author's conception should be adapted in explaining this branch of physics to engineers and physicists with the view of forming at a universitary level.

DC 621.385 : 537.122

THERMOCONTRACTIBLE TUBE
RETICULATED POLYETHYLENE
ACCELERATED ELECTRON IRRADIATION

Tănăsescu, Fl. T. a.a : **The characteristics of thermocontractable tubes obtained by accelerated electron irradiation and their application in industry.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 311

The main chemical, mechanical and electrical characteristics of polyethylene and polyethylene with elastomers mixtures thermocontractible tubes obtained by accelerated electrons irradiation are presented, as well as the influence of some parameters (material, temperature, reticulation degree, contraction ratio, environment) on their behaviour.

DC 621.317.7 : 530.18

OSCILLOMOTOR
LOCAL-TEMPORAL LINEARIZATION NUMERICAL PROCEDURE

Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H., Isoc, D. : **Aspects of an oscillomotor monitoring and observableness by means of a local — temporal linearization numerical procedure.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 317

The paper underlines some significant aspects regarding the monitoring and surveying possibilities of the linear oscillomotor, considered as a non-linear output regulator, without being included for this phase in an automatic system. By using a local — temporal linearization numerical procedure, the methods of studying linear and non-linear systems monitoring and surveying possibilities are extended.

DC 628.93.001.24 : 534.24

INTERIOR LIGHTING
FORM
INDIRECT LIGHTING

Dinculescu, P. : **On separately considering each wall in the interior lighting photometric calculation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 320

Within a simplified model with three surfaces of calculation of an interior lighting installation with different wall reflectances, the form factors among surfaces and configuration factors for the points in the useful plane are defined and calculated and the problem of final luminous flux determining on each surface taken apart is analized, the illuminance reflected component in different point of the useful plane is determined. It is underlined the importance of considering apart each wall when we take into acconnt the luminance distribution in the visual field.

DC 538.531.2 : 512.831

ELECTRICAL CIRCUITS
STRUCTURE PROJECTORS

Cristea, P., Nicoară, N. : **Electrical circuits structure projectors generation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 326

An electric circuit designing system generation method starting from the unit-matrix corresponding to the tree (cotree) and introducing successively the branches is presented. The relationship between the electrical circuits structure designing systems and their transfer function is established. At the same time an original theorem concerning an electrical circuit transfer function matrix modification when introducing a reversed connection of the first degree is presented.

DC 621.314.2 : 621.791

MONOPHASE TRANSFORMERS
WELDING

Mereanu, A., Fercău, M. : **Multiple — point welding transformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 332

The paper presents a new series of transformers of the multiple — point welding lines in industry. As the work procedes, the main technical characteristics, technical conditions, transformer quality control methods and regulations in conformity with the standard specifications are stated.

DC 621.3.08 : 621.3.052

PERIODICAL AND APERIODIC SIGNALS
LAGGING AND RESHAPING

Tiponuţ, V. : **The relationship between periodical function lagging theorem and WKS theorem.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 339

A more general formulation of the periodical function lagging theorem from which, by limit passing WKS theorem is obtained, is presented.

DC 621.3.013 : 621.3.011

ELECTRICAL FIELD
HALL COEFFICIENT

Vetreş, I. : **Circular plates field computation for determining the Hall coefficient.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 342

Using the Green function method the electric field in a circular semiconducting plate fed by means of two filiform electrodes with a time-constant current is calculated. Starting from the electrical conduction law in presence of a uniform and transverse magnetic field, the Hall coefficient expression function of voltage, current, magnetic induction and geometrical dimensions is determined. There are presented particularities for situations met with in practice.

SOMMAIRE

CD 538.3 : 557.212

ELECTRODYNAMIQUE MACROSCOPIQUE
CHAMP ÉLECTRIQUE

Răduleț, R. : **Sur l'électrodynamique macroscopique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 301

On y présente la structure logique de la théorie macroscopique des phénomènes électriques et magnétiques dans la physique phénomènologique de Maxwell et Hertz qui devrait être adoptée dans le développement de cette branche de la physique, selon l'auteur, au niveau de la formation universitaire des physiciens et des ingenieurs.

CD 621.385 : 537.122

TUBE THERMOCONTRACTABLE
POLYÉTHYLÈNE RÉTICULÉE
IRRADIATION PAR ÉLECTRONS ACCÉLÉRÉS

Tănăsescu, Fl. T. et au. : **Caracteristiques des tubes thermocontractables obtenues par irradiation par électrons accélérés et applications de ceux-ci dans l'industrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 311

On y présente les principales caractéristiques chimiques, mécaniques et électriques des tubes thermocontractables en polyéthylène et mélanges de polyéthylène et d'élastomères obtenues par l'irradiation à électrons accélérés aussi bien que l'influence de certains paramètres (nature du matériau, température, degré de réticulation, rapport de contraction, milieu de travail) sur leur comportement.

On y décrit également les principales possibilités d'utilisation de ces produits dans l'industrie électrotechnique et électronique.

CD 621.317.7 : 530.18

OSCILLOMOTEUR
PROCÉDÉ DIGITAL DE LINÉARISATION LOCALE-TEMPORELLE

Darie, S., Coloși, T., Bălan, H., Isoc, D. : **Aspects concernant la contrôlabilite et la surveillance d'un oscillomoteur moyennant un procédé digital de linearisation locale-temporelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 317

Cet ouvrage aborde des aspects significatifs concernant les posibilités de contrôle et de surveillance de l'oscillomoteur linéaire envisagé comme élément d'exécution non-linéaire sans être inclu pour cette étape dans un système automatique. Tout en utilisant un procédé digital de linéarisation locale-temporelle on élargit la gamme des méthodes d'étude de la contrôlabilité et de la surveillance usuelles pour les systèmes lineaires et non-linéaires.

CD 628.93.001.24 : 534.24

ECLAIRAGE INTÉRIEUR
FACTEURES DE FORME
ÉCLAIRAGE PAR RÉFLEXION

Dinculescu, P. : **Sur l'etude séparée de chaque mur dans le calcul photométrique des installations d'éclairage intérieur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 320

Dans le cadre du modèle simplifié (à trois surfaces de calcul) d'une installation d'éclairage intérieur à facteurs de réflexion différents des murs on définit et l'on calcule les facteurs de forme entre les surfaces et les facteurs de position pour les points du plan utile, on analyse le problème de la détermination des flux lumineux finaux sur chaque surface prise séparemment et l'on détermine la composante réfléchie de l'éclairement en différents points du plan utile. On y souligne l'importance de l'analyse séparée de chaque mur lorsqu'on tient compte de l'échelonnage des luminances dans le champ visuel.

CD 538.531.2 : 512.831

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
SYSTÈMES POUR LA CONCEPTION DE STRUCTURE

Cristea, P., Nicoară, N. : **Génération des systèmes pour la conception de structure des circuits électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 326

On y présente une méthode de génération des systèmes pour la conception de structure d'un circuit électrique à partir de la matrice-unité correspondant a l'arbre (CO-arbre) introduisant succesivement les branches. On y établit la corrélation entre les systèmes de conception de structure des circuits électriques et leurs fonctions de transfert. A la fois on y présente un théoreme original concernant la modification de la matrice des fonctions de transfert d'un circuit électrique lorsqu'on introduit la liaison inverse de premier degré.

CD 621.314.2 : 621.791

TRANSFORMATEURS MONO-PHASÉS
SOUDAGE

Mereanu, A., Fercău, M. : **Gamme de transformateurs de soudage par points.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 332

Cet ouvrage présente une nouvelle gamme de transformateurs conçue pour les chaines de soudure multi-point de l'industrie. On y précise les caractéristiques techniques principales, les conditions techniques les règles et les méthodes de verification de la qualité des transformateurs qui correspondent aux normes imposées.

CD 621.3.08 : 621.3.052

SIGNAUX PÉRIODIQUES ET APÉRIODIQUES
ECHANTILLONNAGE ET RECONSTITUTION

Tiponuț, V. : **Correlation du theorème de l'echantillonage des fonctions periodiques avec le théorème WKS.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 339

On y présente une variante plus générale de théorème de l'échantillonnage des fonctions d'ou resulte, par la méthode de passage à la limite, le théorème WKS.

CD 621.3.013 : 621.3.011

CHAMP ÉLECTRIQUE
COEFFICIENT HALL

Vetreș, I. : **Calcul du champ dans les plaques circulaires pour determiner le coefficient Hall.**

E.E.A. — **Electrotehnica 32**, nr. 8, nov 1984, p. 342

Utilisant la méthode de la fonction Green on calcule le champ électrique d'une plaque semiconductrice circulaire alimentée par l'intermédiaire de deux électrodes filiformes à courant constant.

A partir de la loi de la conduction électrique en présence d'un champ magnétique transversal et uniforme on détermine l'expression du coefficient Hall en fonction de la tension, du courant, de l'induction magnétique et des dimensions géométriques. On mentionné les cas spéciaux pour certaines situations qui interviennent en pratique.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695 plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA" Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2614

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 8

CZ 538.3:557.21

ELECTRODINAMICĂ MACROSCOPICĂ
CÎMP ELECTRIC

Asupra bazelor electrodinamicii macroscopice

ACAD. PROF. DR. ING. REMUS RĂDULEŢ

1. Definiţii operatorii ale speciilor de mărimi primitive ale electromagnetismului

Se va urma concepţia conform căreia mecanica studiază echilibrul şi mişcarea corpurilor sub acţiunea *forţelor* şi a *momentelor* lor *statice*, *speciile de mărimi primitive* ale tuturor celorlalte ramuri ale fizicii putînd fi detectate *una cîte una* ca specii de proprietăţi de care depind diferitele clase de forţe şi cupluri. S-a realizat acest desiderat, independent de modelele microscopice posibile, în fizica fenomenologică a lui Maxwell-Hertz a electromagnetismului, unde pot fi identificate şase mărimi primitive, dar numai cinci clase destinate de astfel de acţiuni ponderomotoare.

O definiţie riguroasă a sarcinii electrice care nu anticipează pe cea a intensităţii cîmpului electric — singura după cunoştinţa noastră — utilizează clasa *forţelor de sarcină electrică*, care se pot exercita asupra unor mici corpuri, constituite şi tratate după reguli bine stabilite, denumite *încărcate* electric şi situate în vid, forţe distincte de cele mecanice, de gravitaţie etc... Această clasă de forţe se caracterizează operator prin aceea că pot depinde de poziţia, dar nu de forma şi orientarea acestor corpuri.

Pentru a defini *două* specii de mărimi electrice primitive (sarcina electrică şi intensitatea cîmpului electric), plecînd de la această clasă *unică* de forţe, s-a utilizat *neutralizarea* a două corpuri, corespunzător tratate şi situate în vid, definită prin reuniunea lor în astfel de condiţii încît forţa de sarcină electrică exercitată pe ansamblul lor să se anuleze. Odată realizată, neutralizarea subsistă în orice alte condiţii. Aceasta are loc independent de mediul înconjurător şi permite observarea a două feluri de neutralizare: *individuală*, dacă corpurile rămîn neutre şi după separare (cazul conductoarelor) şi *de grup*, dacă ele rămîn încărcate după această operaţie (cazul în care cel puţin un izolant este prezent). Două mici corpuri au stări de încărcare *egale* dacă fiecare este neutralizabil prin acelaşi corp de probă situat în vid. Se detectează *două clase de stare de încărcare electrică* (*opuse*) unele „pozitive" şi altele „negative" (după un criteriu bine cunoscut), deoarece două corpuri neutralizabile de un al treilea, puse împreună nu se neutralizează niciodată. Două corpuri neutralizabile reciproc se găsesc în stări de încărcare opuse denumite *corespondente*. Se poate deci defini *sarcina electrică* a unui unic corp: este o mărime scalară primitivă, aditivă, al cărui semn este cel al clasei sale de stare de încărcare şi a cărei valoare absolută este proporţională cu numărul de mici corpuri de probă avînd stări de încărcare identice dar de semn opus corpului considerat, care, puse împreună cu acesta, l-ar neutraliza. Altfel spus, raportul valorilor absolute ale sarcinilor electrice este egal cu raportul numerelor de mici corpuri de probă identic încărcate, necesare pentru neutralizarea acestor sarcini. Trecerea la raporturi iraţionale implică precizări suplimentare neesenţiale din punct de vedere fizic.

Numai după această definiţie operatorie, care pune la dispoziţie un *criteriu experimental* asigurînd determinarea independentă a sarcinii electrice, pozitivă sau negativă a oricărui unic corp situat în vid, se poate acum defini (prin modul operator uzual) *intensitatea* $\mathbf{E}_v$ a *cîmpului electric* într-un *punct din vid* unde poate fi plasat un (foarte) mic corp de probă. Este mărimea vectorială polară primitivă, intensivă, locală, egală cu raportul dintre forţa de sarcină electrică $\boldsymbol{F}_{qv}$ care s-ar exercita asupra micului corp de probă (menţinînd în repaus în punctul respectiv) şi sarcina sa electrică q: $\boldsymbol{E}_v \overset{D}{=} \boldsymbol{F}_{qv}/q$. În condiţiile exterioare invariabile această mărime este (prin experienţă) independentă de sarcina q. Se subliniază că *anula-*

rea forței de sarcină electrică — la neutralizare — poate fi utilizată în definirea sarcinii electrice înainte de a cunoaște structura multiplicativă qE_v a forței F_{qv}.

Definițiile celorlalte mărimi primitive, prezentate mai jos, sînt alese printre definițiile uzuale după criteriul independenței față de modelele sau interpretările microscopice.

Momentul electric $\boldsymbol{p}$ al unui mic corp, mărime vectorială polară, primitivă și aditivă, este definit în mod operator (și independent de orice imagine microscopică), utilizînd clasa *forțelor și cuplurilor statice de polarizare* F_{pv} și C_{pv} (distincte de forțele de sarcină electrică definite mai sus) — cuplurile fiind momente statice raportate la centrele de inerție ale micilor corpuri respective. Aceste acțiuni ponderomotoare — suplimentare în raport cu cele determinate de sarcina electrică — sînt independente de formă și de viteză, dar depind de orientarea micilor corpuri în vid față de direcția locală a intensității cîmpului electric E_v, precum și de repartiția cîmpului în imediata vecinătate a punctului considerat. Momentul electric este definit în modul cel mai simplu în funcție de lucrul mecanic elementar δL_{pv} efectuat asupra micului corp la deplasările sale virtuale, dacă intensitatea cîmpului electric în vid are o variație substanțială (adică raportată la niște axe solidare cu micul corp), cu cantitatea δE_v. Experiența arată că acest lucru mecanic elementar este o funcție liniară de această variație a intensității cîmpului și poate fi deci pus sub forma $p\delta E_v = \delta L_{pv}$. De aici se deduc ușor următoarele două expresii, de asemenea definitorii: $p \times E_v \overset{D}{=} C_{pv}$ și grad $(pE_v) \overset{D}{=} F_{pv}$ (săgeata indică faptul că gradientul operează numai asupra lui E_v).

Definiția operatorie a *inducției magnetice* B_v *într-un punct din vid* este luată de la Lorentz, deci raportîndu-se la clasa *forțelor lorentziene* care se pot exercita asupra micilor corpuri de probă încărcate electric la deplasarea lor. Aceste forțe depind de poziția și de viteza corpurilor respective, sînt perpendiculare pe viteză și sînt independente de forma acestor mici corpuri și de orientarea lor în raport cu mediul înconjurător. Ea este definită ca o mărime vectorială, axială primitivă, intensivă, locală, al cărui produs vectorial (ca factor secund) cu produsul dintre sarcina q a micului corp și viteza sa v este egal cu forța lorentziană F_{lv} care s-ar exercita asupra acestuia.

Experiența arată că, în condiții exterioare invariabile, această mărime este independentă de sarcina q și de viteza v (inclusiv de orientarea acestei viteze). Inducția magnetică în vid este definită în mod implicit dar univoc de relația $qv \times B_v \overset{D}{=} F_{lv}$.

Momentul magnetic (amperian) $\boldsymbol{m}$ al unui mic corp, mărimea vectorială axială primitivă și aditivă, este definit în mod operator (de asemenea independent de orice model microscopic), utilizînd clasa *forțelor și cuplurilor statice de polarizare magnetică* (*de magnetizare*) F_{mv} și C_{mv} (distincte de cele precedente). Aceste acțiuni ponderomotoare reprezintă analogul magnetic al forțelor și momentelor de polarizare: ele sînt independente de formă și de viteză, dar depind de orientarea micilor corpuri în raport cu inducția magnetică locală B_v, precum și de repartiția acestei inducții în imediata vecinătate a punctului considerat. Definiția sa este analogă celei a momentului electric și utilizează expresia (pusă în evidență de experiență) lucrului mecanic elementar efectuat de către aceste acțiuni ponderomotoare $m \cdot \delta B_v \overset{D}{=} \delta L_{mv}$. Din această relație rezultă expresiile, tot definitorii: $m \times B_v \overset{D}{=} C_{mv}$ și grad $(m \times B_v) \overset{D}{=} F_{mv}$.

Definiția operatorie și independentă de orice interpretare microscopică a *intensității i a curentului electric de conducție* printr-o secțiune a unui corp conductor, ca mărime scalară primitivă aditivă (pe elementele acestei secțiuni), utilizează clasa *forțelor magnetice laplaciene* ΔF_{iv} (distincte de cele anterioare), care s-ar exercita într-un domeniu din vid unde inducția magnetică locală este B_v asupra unui element de lungime Δl dintr-un corp filiform în stare electrocinetică, cu proprietăți (puse în evidență de experiență), conforme cu relația de definiție:

$$i\,\Delta l \times B_v \overset{D}{=} \Delta F_{iv}.$$

Intensitatea i este deci, din punct de vedere fenomenologic, o mărime magnetică.

Aceste acțiuni ponderomotoare menționate mai sus sînt exercitate de *cîmpul electromagnetic* — sistem fizic ale cărui mărimi primitive E_v și B_v sînt totodată și mărimi de *stare* electrică și magnetică în vid. Cîmpul nu are, prin opoziție cu corpurile, puncte dotate de identitate proprie, identificabile prin criterii intrinseci, care ar fi putut să aibă o viteză și o acceleratie (în sens cinematic). Părțile din cîmp nu sînt deci supuse unor forțe sau cupluri statice, dar cîmpul poate coexista în aceleași domenii din spațiu cu *corpurile continue* (din punct de vedere macroscopic) asupra cărora poate exercita forțe și cupluri: principiul acțiunii și reacțiunii nu este deci satisfăcut în interacțiunea dintre cîmp și corpuri. Dar numărul și speciile de *mărimi de stare* ale cîmpului în *interiorul* corpurilor continue, de ale căror valori și repartiție ar trebui să depindă aceste forțe și momente, nu sînt încă definite. Analiza care urmează propune căile prin care toate aceste specii pot fi descoperite ca mărimi-limită, plecînd de la mărimile de stare ale cîmpului în vid E_v și B_v.

Primul pas ar consta, în principiu, în practicarea în jurul unui punct P în corp, a unei mici cavităţi vide definite de frontiera — suprafaţa sa închisă Σ şi în încercarea de a defini intensitatea cîmpului electric $\boldsymbol{E}_v(P, \Sigma)$ respectiv a inducţiei magnetice $\boldsymbol{B}_v(P, \Sigma)$, în *corp*, în centrul geometric P al cavităţii ca limita mărimilor $\boldsymbol{E}_v$, respectiv $\boldsymbol{B}_v$, măsurabile în acest punct P din vidul cavităţii, atunci cînd suprafaţa Σ se restrînge către P păstrîndu-şi forma şi orientarea:

$$\boldsymbol{E}_{v\Sigma}(P) \overset{D}{=} \lim_{\Sigma \to P} \boldsymbol{E}_v(P, \Sigma), \quad \boldsymbol{B}_{v\Sigma}(P) \overset{D}{=} \lim_{\Sigma \to P} \boldsymbol{B}_v(P, \Sigma). \tag{1}$$

Pentru ca această încercare să dea rezultate care să caracterizeze situaţia ce există înainte de practicarea micii cavităţi vide, ar trebui ca practicarea ei să nu perturbe starea fizică preexistentă nici măcar în vecinătatea sa imediată. În caz contrar, mărimile (1) *măsurate* în centrul geometric al acestei cavităţi nu ar caracteriza starea locală iniţială, ci o stare perturbată. Controlul eventualelor perturbaţii, realizabil, în principiu, cu un mic corp martor slab încărcat şi situat (în repaus sau mişcare) într-o altă cavitate vidă, extrem de mică şi de formă oarecare, preexistînd indiferent unde în exteriorul cavităţii alese iniţial Σ ar permite constatarea ca numai *interstiţiile vide extrem de plate* (un rest de formă arbitrară), nu perturbă, cel puţin instantaneu, starea fizică din exteriorul lor. Prin urmare, numai elementele unor astfel de interstiţii, denumite *fante*, vide, locale extrem de mici şi extrem de aplatisate pot fi alese drept cavităţi vide — de frontiere Σ_f — la definirea mărimilor de stare locală a cîmpului electromagnetic în interiorul corpurilor continue, plecînd de la mărimile definite în vid.

Dar experienţa arată că în interiorul corpurilor polarizate (electric sau magnetic) intensitatea cîmpului electric din vidul unei singure mici fante şi inducţia magnetică din vidul unei singure mici fante nu caracterizează *univoc* stările locale electrice şi magnetice ale cîmpului. Într-adevăr, în aceste corpuri aceste două specii de mărimi depind — la o stare exterioară dată şi neperturbat de crearea fantei — de orientarea acestei fante.

Trebuie, deci, identificat cel mai mic număr de astfel de fante, cu orientări distincte şi adecvate, astfel încît valorile mărimilor de cîmp (electric şi magnetic) stabilite în centrele lor să determine în mod univoc starea locală a cîmpului — adică valorile acestor mărimi în vidul oricărei alte fante locale (practicate în jurul aceluiaşi punct P) indiferent de orientarea sa.

Este util să se caute acest număr cu ajutorul valorilor limită (1) ale celor două specii de mărimi în trei mici fante vide, *perpendiculare* unele pe altele (fig. 1), cu normalele $\boldsymbol{e}_{n\nu}$ şi cu mărimile de cîmp $\boldsymbol{G}_\nu = \boldsymbol{E}_{v\nu}$ în cazul electric, respectiv $= \boldsymbol{B}_{v\nu}$ în cazul magnetic, indicele ν al fantei luînd trei valori distincte, în particular

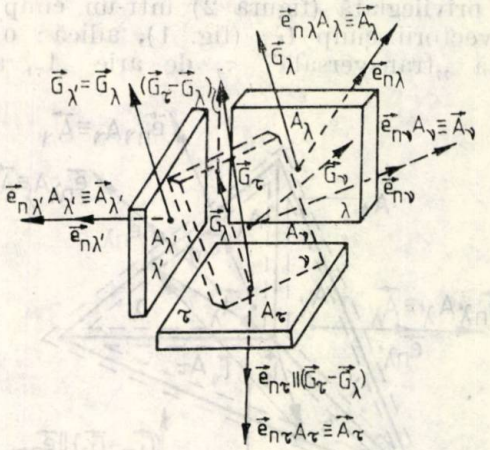


Fig. 1

τ, λ, λ'). Experienţa arată, în acest caz, următoarele fapte fundamentale: în fiecare punct dintr-un corp continuu şi în fiecare moment există o *orientare privilegiată electric* $\boldsymbol{e}_{n\tau_e}$ a primei fante, astfel că *diferenţa* între mărimea corespunzătoare a cîmpului $\boldsymbol{G}_{\tau_e}$ şi una oarecare dintre celelalte două $\boldsymbol{G}_{\lambda e} = \boldsymbol{G}'_{\lambda e}$ (care se dovedesc a fi egale) este normală la planul acestei prime fante (deci paralelă cu $\boldsymbol{e}_{n\tau_e}$) — şi că există, totodată, şi o *orientare privilegiată magnetic* $\boldsymbol{e}_{n\tau_m}$ cu proprietăţi analoge. Se vor denumi fantele cu aceste orientări, fantă „transversală electrică" τ_e, respectiv fantă „transversală magnetică" τ_m, iar celelalte două, cu orientări normale „transversalelor", dar în rest arbitrare, fante „logitudinale electrice" λ_e şi λ'_e, respectiv fante „longitudinale magnetice" λ_m şi λ'_m.

Se poate demonstra atunci că în fiecare caz (electric, respectiv magnetic) perechea de mărimi ale cîmpului definită de cîmpul din vidul fantei transversale $\boldsymbol{G}_\tau$ şi de cîmpul din vidul unei fante longitudinale $\boldsymbol{G}_\lambda = \boldsymbol{G}_{\lambda'}$ determină în mod univoc mărimea cîmpului în vidul din oricare altă fantă de orientare $\boldsymbol{e}_{n\nu}$ oarecare. Demonstraţia ţine seama de faptul că, în cazul mediilor continue, cu mărimi de cîmp nicăieri infinite, fluxul acestei mărimi $\boldsymbol{G}$ (fie $\boldsymbol{E}_v$, fie $\boldsymbol{B}_v$, v, (1)) printr-o mică suprafaţă închisă *tinde către zero* (la fel ca volumul domeniului limitat de suprafaţă), cînd această suprafaţă se restrînge către un punct din interiorul său, păstrîndu-şi forma şi orientarea, şi de faptul că circulaţia acestei mărimi în lungul unei mici curbe închise *tinde către zero* (la fel ca aria unei suprafeţe limitate de curbă), atunci cînd curba se restrînge în jurul unui punct păstrîndu-şi forma şi orientarea.

Se vor asambla deci patru fante vide ca cele din figura 1, astfel încît ele să constituie o suprafață închisă Σ_T, îmbrăcămintea vidă strînsă a feţelor unui tetraedru tridreptunghic de orientare privilegiată (figura 2) într-un cîmp care are vectorii cîmp $\boldsymbol{G}$ (fig. 1), adică: o față catetă „transversală" τ, de arie A_τ, avînd

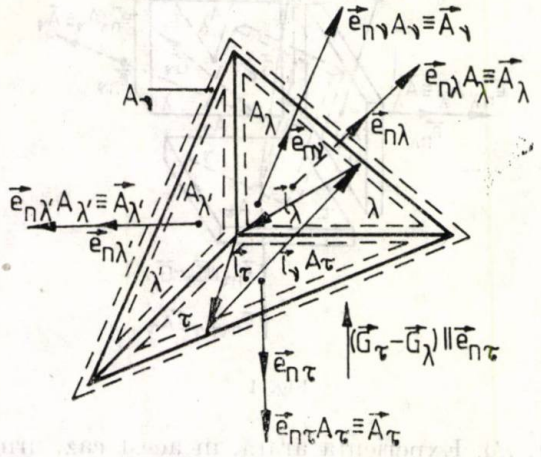


Fig. 2

versorul $e_{n\tau}$ al normalei sale exterioare și vectorul-cîmp $\boldsymbol{G}_\tau$; două fețe — catete „longitudinale" λ și λ', de arii A_λ și A_λ' cu versorii $e_{n\lambda}$ și $e_{n\lambda'}$ ai normalelor lor exterioare și vectorii cîmp $\boldsymbol{G}_\lambda$ și $\boldsymbol{G}_\lambda' = \boldsymbol{G}_\lambda$; o față oblică ν, de arie A_ν, cu versorul $e_{n\nu}$ al normalei sale exterioare și vectorul-cîmp G_ν (fig. 1). Se va trasa și triunghiul orientat Γ_T un vector-latură $\boldsymbol{l}_\tau$ situat în fața-catetă „transversală" și deci cu vectorul cîmp $\boldsymbol{G}_\tau$, un vector-latură $\boldsymbol{l}_\lambda$ situat într-una din feţele-catetă „longitudinale" și deci cu vectorul cîmp $\boldsymbol{G}_\lambda$ și un vector-latură $\boldsymbol{l}_\nu$ situat în fața oblică a tetraedrului și deci cu vector cîmp G_ν (fig. 1). Scriind că figurile Σ_T și Γ_T sînt închise, și ținînd seama că:

$$\boldsymbol{e}_{n\tau} A_\tau \equiv \boldsymbol{A}_\tau ; \quad \boldsymbol{e}_{n\lambda} A_\lambda \equiv \boldsymbol{A}_\lambda ; \quad \boldsymbol{e}_{n\lambda'} A_{\lambda'} \equiv \boldsymbol{A}_{\lambda'} ;$$

$$\boldsymbol{e}_{n\nu} A_\nu = \boldsymbol{A}_\nu ;$$

se obține:

$$\boldsymbol{A}_\tau + \boldsymbol{A}_\lambda + \boldsymbol{A}_{\lambda'} + \boldsymbol{A}_\nu = 0 \quad \text{și} \quad \boldsymbol{l}_\tau + \boldsymbol{l}_\lambda + \boldsymbol{l}_\nu = 0. \quad \text{(a)}$$

Scriind că fluxul prin Σ_T și tensiunea în lungul lui Γ_T sînt (la limita considerată) nule, se obține:

$$\boldsymbol{G}_\tau \cdot \boldsymbol{A}_\tau + \boldsymbol{G}_\lambda \cdot (\boldsymbol{A}_\lambda + \boldsymbol{A}_{\lambda'}) + \boldsymbol{G}_\nu \cdot \boldsymbol{A}_\nu = 0 \quad \text{și:}$$

$$\boldsymbol{G}_\tau \cdot \boldsymbol{l}_\tau + \boldsymbol{G}_\lambda \cdot \boldsymbol{l}_\lambda + \boldsymbol{G}_\nu \cdot \boldsymbol{l}_\nu = 0. \quad \text{(b)}$$

Vectorul diferență $\boldsymbol{G}_\tau - \boldsymbol{G}_\lambda$ fiind paralel cu $\boldsymbol{A}_\tau$, fluxul său este nul prin fiecare catetă „longitudinală" și tensiunea sa este nulă în lungul oricărei curbe situată în fața-catetă „transversală":

$$(\boldsymbol{G}_\tau - \boldsymbol{G}_\lambda) \cdot \boldsymbol{A}_\lambda = 0 ; \quad (\boldsymbol{G}_\tau - \boldsymbol{G}_\lambda) \cdot \boldsymbol{A}_{\lambda'} = 0 \quad \text{și}$$

$$(\boldsymbol{G}_\tau - \boldsymbol{G}_\lambda) \cdot \boldsymbol{l}_\tau = 0. \quad \text{(c)}$$

Înmulțind scalar prima ecuație (a) cu $\boldsymbol{G}_\tau$, scăzînd-o apoi din prima ecuație (b) și ținînd seama de primele două relații (c) se obține:

$$\boldsymbol{G}_\tau \cdot \boldsymbol{A}_\nu = \boldsymbol{G}_\nu \cdot \boldsymbol{A}_\nu \text{ și deci } \int_S \boldsymbol{G}_\tau \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu = \int_S \boldsymbol{G}_\nu \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu, \quad \text{(d)}$$

pentru fiecare suprafață S de element de arie $\mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu = \boldsymbol{e}_{n\nu} \, \mathrm{d}A_\nu$, $\mathrm{d}A_\nu$ fiind aria elementului, iar $\boldsymbol{e}_{n\nu}$ versorul normalei sale.

Înmulțim scalar a doua ecuație (a) cu $\boldsymbol{G}_\lambda$, o scădem din a doua ecuație (b) și ținînd seama de ultima relație (c), obținem:

$$\boldsymbol{G}_\lambda \cdot \boldsymbol{l}_\nu = \boldsymbol{G}_\nu \cdot \boldsymbol{l}_\nu \text{ și deci } \int_C \boldsymbol{G}_\lambda \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu = \int_C \boldsymbol{G}_\nu \, \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu, \quad \text{(e)}$$

pentru fiecare curbă C de element de arc $\mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu$, indiferent care ar fi fantele ν ce conțin în planul lor elementele de arc $\mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu$. Mărimea $\boldsymbol{G}_\tau$ care determină prima relație (d), componenta octogonală a vectorului $\boldsymbol{G}_\nu$, împreună cu mărimea $\boldsymbol{G}_\lambda$ care determină prin prima relație (e) componentele sale în toate direcțiile conținute în această fantă, determină amîndouă vectorul $\boldsymbol{G}_\nu$ în mod univoc.

Rezultă, de asemenea, că nu este absolut necesară utilizarea vectorilor cîmp $\boldsymbol{G}_\tau$ și $\boldsymbol{G}_\lambda$ pentru a determina vectorii $\boldsymbol{G}_\nu$ și deci starea locală a cîmpului; se pot utiliza, de asemenea, niște vectori-cîmp de stare $\boldsymbol{G}_{\nu'}$ și $\boldsymbol{G}_{\nu''}$ din două fante de orientări date ν' și ν'' în raport cu $\boldsymbol{G}_\tau$, $\boldsymbol{G}_\lambda$, cu condiția să fie diferite; dar în electromagnetism utilizarea mărimilor $\boldsymbol{G}_\tau$ și $\boldsymbol{G}_\lambda$ simplifică în așa măsură enunțul legilor, conform cărora mărimile de stare electrică și magnetică a corpurilor produc cîmpurile electromagnetice, încît de la Maxwell toți fizicienii operează mărimile de stare ale cîmpului corespunzătoare la $\boldsymbol{G}_\tau$ și $\boldsymbol{G}_\lambda$, adică cu cele două mărimi electrice $\boldsymbol{E}_{r\tau}$ și $\boldsymbol{E}_{r\lambda}$, și cu cele două mărimi magnetice $\boldsymbol{B}_{r\tau}$ și $\boldsymbol{B}_{r\lambda}$, definite în sensul limitelor (1) în centrul fantelor transversale și longitudinale respective. Toate sînt „cu aceleași drepturi" mărimi de stare ale cîmpului electromagnetic macroscopic. Dar această alegere a mărimilor de stare nu este unică. O nouă specie de mărimi obținută din alta prin multiplicarea tuturor mărimilor sale printr-o (aceeași) constantă universală adecvată descrie aceleași și numai aceleași stări fizice ca și vechea specie. A opera cu una sau alta din cele două specii ține de o alegere care nu are

nici o implicație în fondul lucrărilor. Această posibilitate a fost utilizată de fizicieni în scopul unificării și simplificării expresiilor legilor generale ale cîmpului electromagnetic, prin folosirea *constantei electrice* ε_0 (numită și permitivitatea vidului), care apare în expresia forței lui Coulomb exercitată în vid între două mici corpuri încărcate și a *constantei magnetice* μ_0 (numită și permeabilitatea vidului), care apare în expresia forței lui Ampère exercitată în vid între circuite filiforme de curent continuu.

2. Legile generale ale electromagnetismului

Descoperirea unor astfel de legi — independente de proprietățile specifice materialelor, referitoare la repartiția în spațiu și evoluția în timp a mărimilor primitive sau de stare a sistemelor fizice — este a doua sarcină a ramurilor fizicii, distincte de mecanică, după ce toate speciile lor proprii de mărimi au fost detectate în mod uniform prin utilizarea efectelor lor mecanice.

Primele două legi exprimă modul în care polarizarea electrică $\boldsymbol{P}$ (densitate de volum a momentelor electrice $\boldsymbol{p}$) și magnetizația $\boldsymbol{M}$ (densitate de volum a momentelor magnetice $\boldsymbol{m}$) contribuie la producerea cîmpurilor electromagnetice :

$$\boldsymbol{P} = \varepsilon_0 \, (\boldsymbol{E}_{v\tau} - \boldsymbol{E}_{v\lambda}); \quad \boldsymbol{M} = \mu_0^{-1}(\boldsymbol{B}_{v\tau} - \boldsymbol{B}_{v\lambda}). \tag{2}$$

În locul mărimilor de stare $\boldsymbol{E}_{v\tau}$ și $\boldsymbol{B}_{v\lambda}$ se folosesc în mod curent alte două mărimi de stare care le sînt universal proporționale : *inducția electrică* (denumită de Maxwell *deplasare* electrică) $\boldsymbol{D} \overset{D}{=} \varepsilon_0 \boldsymbol{E}_{v\tau}$ și *intensitatea cîmpului magnetic* $\boldsymbol{H} \overset{D}{=} \mu_0^{-1} \boldsymbol{B}_{v\lambda}$. Legile (2) capătă în acest fel forma uzuală :

$$\boldsymbol{P} = \boldsymbol{D} - \varepsilon_0 \boldsymbol{E}; \quad \boldsymbol{M} = \mu_0^{-1} \boldsymbol{B} - \boldsymbol{H}, \tag{2'}$$

unde $\boldsymbol{E} \overset{D}{=} \boldsymbol{E}_{v\lambda}$ și $\boldsymbol{B} \overset{D}{=} \boldsymbol{B}_{v\tau}$ sînt intensitatea cîmpului electric și inducția magnetică, toate definite în corpuri continue. Uneori se utilizează și polarizația magnetică $\boldsymbol{I} \overset{D}{=} \mu_0 \boldsymbol{M}$ care conduce la o formă a celei de a doua legi (2′) analogă primei :

$$\boldsymbol{I} = \boldsymbol{B} - \mu_0 \boldsymbol{H}. \tag{2''}$$

Din aceste două legi rezultă că polarizația electrică $\boldsymbol{P}$ sau magnetizația $\boldsymbol{M}$ determină necesitatea descrierii stării locale a cîmpului în corpuri prin două specii de mărimi, electrice sau magnetice, și că orientările fantelor „transversale" și „longitudinale" se raportează la aceste polarizații.

Pentru a ajunge la *măsurarea directă*, prin elemente, a *fluxurilor* electrice sau magnetice ce traversează o suprafață intersectînd (și) corpuri polarizate, trebuie îmbrăcată cu un interstițiu vid strîns, în care se stabilesc mărimile $\boldsymbol{E}_{v\nu}$ și $\boldsymbol{B}_{v\nu}$ (care dau fluxurilor elementare măsurate $\varepsilon_0 \boldsymbol{E}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu$ și $\boldsymbol{B}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu$), ale căror repartiții instantanee în spațiu nu constituie *cîmpuri de vectori*, deoarece aceste mărimi depind și de direcțiile locale ale fantelor și sînt, deci, greu de mînuit, dar *inducțiile electrică și magnetică* $\boldsymbol{D}$ și $\boldsymbol{B}$, ale căror repartiții constituie *cîmpuri de vectori* și, deci, se pretează calculelor, au fluxuri egale cu fluxurile elementare măsurate, conform unor relații analoge celei de a doua relații (d). De asemenea, pentru a ajunge la măsurarea directă, prin elemente, a *tensiunilor* electrică sau magnetică din lungul unei curbe, trecînd (și) prin corpuri polarizate, trebuie îmbrăcată cu un canal-vid strîns (format din fante vide, la rînd) în care se stabilesc aceleași mărimi $\boldsymbol{E}_{v\nu}$ și $\boldsymbol{B}_{v\nu}$ (ce dau tensiunile elementare măsurabile $\boldsymbol{E}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu$ și $\mu_0^{-1} \boldsymbol{B}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu$) ; dar *intensitățile cîmpului electric și magnetic*, ale căror repartiții constituie *cîmpuri de vectori* și deci se pretează, de asemenea, calculelor, au tensiuni egale cu tensiunile măsurabile, conform unor relații analoge celei de a doua relații (e). Există deci în principiu mijloace experimentale pentru a controla cu astfel de interstiții și astfel de canale vide, valabilitatea de exemplu a legii inducției electromagnetice formulată cu mărimile experimentale :

$$\oint_\Gamma \boldsymbol{E}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \int_{S_\Gamma} \boldsymbol{B}_{v\nu} \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu, \tag{3}$$

sau formulată cu mărimile de stare alese :

$$\oint_\Gamma \boldsymbol{E} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \int_{S_\Gamma} \boldsymbol{B} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A}, \tag{3'}$$

precum și, cel puțin instantaneu, legea circuitului magnetic formulată cu mărimile experimentale :

$$\oint_\Gamma \boldsymbol{B}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r}_\nu = \mu_0 \left[i_{S_\Gamma} + \varepsilon_0 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \int_{S_\Gamma} \boldsymbol{E}_{v\nu} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}_\nu \right], \tag{4}$$

sau cu mărimile de stare alese :

$$\oint_\Gamma \boldsymbol{N} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r} = i_{S_\Gamma} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \int_{S_\Gamma} \boldsymbol{D} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A}, \tag{4'}$$

unde curbele închise Γ sînt contururile suprafețelor S_Γ în rest arbitrare.

Se observă că alegînd adecvat, ca mărimi de stare, pentru cîteva specii, mărimile deduse direct din acțiunile ponderomotoare și pentru celelalte produse ale lor cu constantele universale ε_0 și μ_0, aceste constante se elimină din enunțul legilor (3′) și (4′) care se aplică cel mai des și în care ar fi.

Cele patru legi (2'), (3') și (4') trebuie completate cu expresia macroscopică a legii conservării sarcinii electrice (în raport cu curentul electric de conducție) :

$$i_\Sigma + \frac{\mathrm{d}q_{\mathcal{D}_\Sigma}}{\mathrm{d}t} = 0 \; ; \tag{5}$$

unde $\mathcal{D}_\Sigma$ este domeniul limitat de suprafața închisă Σ. Această lege nu conține direct mărimile de stare ale cîmpului dar intervine în demonstrarea unor teoreme generale, care precizează structura locală a cîmpului. Într-adevăr din această lege și din legea circuitului magnetic (4') se deduce teorema fluxului electric prin suprafețe închise :

$$\oint_\Sigma \boldsymbol{D} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} - q_{\mathcal{D}_\Sigma} = \text{const.} \tag{6}$$

De asemenea, pornind de la legea inducției electromagnetice rezultă teorema fluxului magnetic ce străbate suprafețe închise :

$$\oint_\Sigma \boldsymbol{B} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} = \text{const.} \tag{7}$$

Este ușor de arătat că consistența internă a teoriei fenomenologice a electromagnetismului prezentată mai sus cere ca aceste constante să fie *nule*. Într-adevăr, realizarea condițiilor $\boldsymbol{E} = 0$ peste tot și $\boldsymbol{D} = 0$ peste tot, $i_{s_\Gamma} = 0$ și $q_{\mathcal{D}_\Sigma} = 0$, din care rezultă că cele două constante sînt nule, sînt condiții necesare presupuse ca stări de plecare pentru definirea tuturor mărimilor electrice și magnetice. Condițiile producerii cîmpurilor electromagnetice de către corpuri cu mărimi q, i, $\boldsymbol{P}$, $\boldsymbol{M}$ date și compatibile cu (5) rezultă exclusiv din cele cinci legi generale (2') (3'), (4'), (5').

Teorema fluxului electric ia deci forma :

$$\oint_\Sigma \boldsymbol{D} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} = q_{\mathcal{D}_\Sigma} \tag{6'}$$

iar cea a fluxului magnetic, forma :

$$\oint_\Sigma \boldsymbol{B} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} = 0. \tag{7'}$$

Formele locale, diferențiale sau relative la suprafețe de discontinuitate (interfețe), admise de legile (3') și (4') și de teoremele (6') și (7') sînt deduse ca *teoreme* generale și admit formulări unice utilizînd distribuțiile. Enunțurile primare (3) și (4) ale legilor (3') și (4') nu admit astfel de forme locale ; ele au însă avantajul de a pune în evidență analogia cu primele două legi ale teoriei lorentziene a electronilor, care menține — la nivel microscopic — mărimile $\boldsymbol{E}_v$ și $\boldsymbol{B}_v$ ca mărimi primitive microscopice definite de forța $\boldsymbol{F} = q\boldsymbol{E}_v + q\boldsymbol{V} \times \boldsymbol{B}_v$.

Observații :

1. În analiza căii prin care Maxwell a descoperit forma corectă (4' — 7) a legii circuitului magnetic este util să se releve importanța capitală a demersului în fond metateoretic, adică acționînd chiar asupra legilor, la care Maxwell a ajuns. Legea avea atunci forma teoremei lui Ampère :

$$\oint_\Gamma \boldsymbol{H} \, \mathrm{d}\boldsymbol{r} = i_{s_\Gamma}, \tag{4''}$$

din care lipsea ultimul termen aditiv din membrul drept al relației (4') numit „curent de deplasare".

Maxwell a constatat că o lege ca (4'') nu este posibilă, deoarece leagă o mărime de contur (membrul stîng) de o mărime de suprafață S_Γ (membrul drept) avînd acest contur, și care în baza legii (5) nu depinde numai de contur, dar și de forma suprafeței S_Γ.

În căutarea termenului aditiv care să completeze i_{s_Γ}, astfel încît să se obțină o mărime de suprafață deschisă, care să nu depindă decît de conturul său, adică nulă pentru orice suprafață închisă, el a combinat legea (5) cu teorema fluxului electric, care era cunoscută, constatînd că :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\oint_\Sigma \boldsymbol{D} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A} - q_\Sigma\right] = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\oint_\Sigma \boldsymbol{D} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A} + i_\Sigma = 0$$

și că :

$$i_{s_\Gamma} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_\Gamma} \boldsymbol{D} \, \mathrm{d}\boldsymbol{A},$$

satisface condiția pusă și poate constitui al doilea termen din (4') (ceea ce a fost în concordanță cu experiența și a condus la previziunea existenței undelor electromagnetice).

2. Dacă se operează cu „sarcina electrică liberă" :

$$q_{l\Sigma} \overset{D}{=} q_{\mathcal{D}_\Sigma} - \oint_\Sigma \boldsymbol{P} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} \tag{f}$$

și cu „intensitatea curentului electric liber" :

$$i_{ls_\Gamma} \overset{D}{=} i_{s_\Gamma} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int \boldsymbol{P} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} + \oint_\Gamma \boldsymbol{M} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{r}, \tag{g}$$

care depind numai de mărimi electrice și magnetice de stare a corpurilor și satisfac în baza relației (5) legea de conservare a sarcinii libere în raport cu curentul liber :

$$i_{l\Sigma} + \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t}\, l\mathcal{D}_\Sigma = 0 \tag{h}$$

și dacă se au în vedere legile (2′), se poate da legii (4′) următoarea formă :

$$\oint_{\Gamma} \boldsymbol{B}\cdot \mathrm{d}\boldsymbol{r} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_\Gamma} \boldsymbol{E}\ \mathrm{d}\boldsymbol{A} = \mu_0 i_{lS\Gamma} \qquad \text{(i)}$$

și teoremei (6′) a fluxului electric forma :

$$\oint_{\Sigma} \boldsymbol{E}\cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} = \varepsilon_0^{-1}\, q_{l\mathfrak{D}_\Sigma}\,, \qquad \text{(j)}$$

expresii în care intervin aceleași mărimi de stare a cîmpului $\boldsymbol{E}$ și $\boldsymbol{B}$, ca în legea (3)′ a inducției electromagnetice și în teorema (7′) a fluxului magnetic.

3. O teoremă de unicitate stabilește că cele două relații (3′) și (i) determină în mod univoc, în fiecare punct dintr-un domeniu al spațiului, valorile viitoare ale mărimilor de stare $\boldsymbol{E}$ și $\boldsymbol{B}$ dacă se cunosc : repartițiile lor inițiale în acel domeniu, variația în timp a condițiilor la limită pe frontiera domeniului și densitatea $\boldsymbol{J}_l$ a curentului liber (g) ca funcție de punct și timp în interiorul domeniului. Faptul demonstrează că aceste legi satisfac *principiul cauzalității* în raport cu mărimile de stare $\boldsymbol{J}$, $\boldsymbol{P}$ și $\boldsymbol{M}$ a corpurilor presupuse date ca variabile de intrare. Cu relațiile (2′) și (6′) se deduc mărimile $\boldsymbol{H}$ și $\boldsymbol{D}$, precum și repartiția sarcinii în mod univoc.

4. Totuși, sistemul celor cinci legi generale (2′) (3′) (4′) și (5) este incomplet. Mărimile de stare electrică și magnetică a corpurilor care produc cîmpul din punctul de vedere al teoremei de unicitate menționată mai sus, depind și ele după anumite *legi de material* chiar de starea cîmpului electromagnetic (în afară de dependența lor față de condiții neelectromagnetice) — și aceste legi lipsesc din sistem.

5. Pe de altă parte, lipsesc expresiile acțiunilor ponderomotoare exercitate de cîmp asupra *părților corpurilor continue* cu care el coexistă : chiar dacă, prin calcul sau măsurări s-ar cunoaște repartițiile celor patru mărimi de stare a cîmpului, nu s-ar putea deduce din acestea, cu ajutorul relațiilor de definiție a mărimilor de stare electrice și magnetice, decît forțele și cuplurile ce s-ar exercita asupra *corpurilor izolate*, situate *în vid* sau eventual în *cavități vide* din interiorul corpurilor continue, dar nu și asupra părților continue din aceste corpuri, neînconjurate de interstiții vide.

Lipsește, de asemenea, expresia *densității de volum a puterii* p cedate de cîmp corpurilor, care include alături de componenta mecanică (densitate de volum a lucrului mecanic în unitatea de timp efectuat de acțiunile ponderomotoare electrice și magnetice) și componentele aditive specifice (efect Joule și lucru mecanic de polarizare), precum și expresiile energiei și impulsului (cantitatea de mișcare) cîmpului, legate de acțiunile ponderomotoare și de această putere.

Densitățile acestor mărimi, cu care se calculează în spiritul teoriei cîmpurilor, trebuie să fie compatibile cu principiile termodinamicii, ceea ce le limitează structurile.

Se utilizează deci în căutarea acestor expresii *bilanțul energiei* sistemelor fizice care ocupă un domeniu $\mathfrak{D}_\Sigma$ de frontieră $\sum$ din spațiu, în conformitate cu primul principiu al *termodinamicii fenomenologice*, care consideră din punct de vedere global sistemele fizico-chimice. Din acest principiu rezultă că viteza de scădere a *energiei* unui sistem ca de exemplu cîmpul, este egală cu suma dintre puterea totală P, egală la rîndul ei cu suma puterilor mecanice și nemecanice cedate de el altor sisteme și fluxul de energie spre exterior, prin frontiera domeniului :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{\mathfrak{D}_\Sigma} w\ \mathrm{d}v = \int_{\mathfrak{D}_\Sigma} p\ \mathrm{d}v + \oint_{\Sigma} \boldsymbol{S}\cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A}, \qquad \text{(k)}$$

unde w este densitatea de energie a cîmpului, $p = \boldsymbol{u}\cdot\boldsymbol{f} + p_n$ este densitatea puterii totale P cedate de cîmp corpurilor, iar $\boldsymbol{S}$ este densitatea fluxului de energie a cîmpului (vectorul lui Poynting în electromagnetism), $\boldsymbol{f}$ este densitatea de forță exercitată de cîmp asupra corpurilor care au viteza locală $\boldsymbol{u}$, p_n este densitatea de volum a puterii cedate direct de cîmp corpurilor.

Acest bilanț al energiei cîmpului este asociat cu *bilanțul impulsului* (cantității de mișcare) din care rezultă că viteza de scădere a impulsului unui sistem, repartizat în spațiu cu densitatea de volum $\boldsymbol{g}$ este egală cu suma dintre forțele exercitate de cîmp asupra corpurilor din același domeniu, cu densitatea de volum $\boldsymbol{f}$, și fluxul de impuls spre exterior, prin frontiera domeniului respectiv cu densitatea $\overline{\overline{\Gamma}}$ (care este un tensor de ordinul doi al cărui produs la dreapta cu vectorul arie elementar reprezintă cantitatea de mișcare transmisă de cîmp prin acest element în sensul său în unitatea de timp) :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{\mathfrak{D}_\Gamma} \boldsymbol{g}\ \mathrm{d}v = \int_{\mathfrak{D}_\Sigma} \boldsymbol{f}\ \mathrm{d}v + \oint_{\Sigma} \overline{\overline{\Gamma}}.\mathrm{d}\boldsymbol{A}. \qquad \text{(l)}$$

În cazul cîmpului electromagnetic $\boldsymbol{g}$ este densitatea de volum a impulsului de natură electromagnetică, $\boldsymbol{f}$ este densitatea de volum a forței exercitată de cîmp asupra corpurilor și $\overline{\overline{\Gamma}}$ densitatea fluxului său de impuls. În locul acesteia din urmă se utilizează deseori „tensiunile" cîmpului electromagnetic (tensiunile maxwelliene) $\overline{\overline{T}} = -\overline{\overline{\Gamma}}$ (a căror integrală de suprafață printr-o suprafață orientată este egală cu fluxul de impuls în sens opus).

Bilanțul de impuls al cîmpului este necesar la determinarea forțelor. De asemenea, pentru a determina cuplurile statice exercitate de cîmp, ar trebui utilizat bilanțul momentului cinetic.

În general, plecînd de la ecuațiile de evoluție și de structură ale unui sistem fizic, satisfăcute de mărimile sale de stare, se pot obține consecințe biliniare (față de aceste mărimi) interpretabile ca expresii ale bilanțului de energie și de impuls. Sînt mai multe consecințe care admit astfel de interpretare, ambiguitatea provenind din *delimitarea* admisă între „energia" sistemului și „puterea" cedată de el altor sisteme. În mecanică, de exemplu, putem deduce două forme ale teoremei energiei punctului material, după cum includem sau nu alături de energia sa cinetică — energia parțială asociată unei componente aditive (presupusă diferită de zero) și nedisipativă a forței exercitată asupra punctului. Din punct de vedere termodinamic, ambiguitatea provine din separarea, cel puțin în parte convențională, a energiei totale în energia sistemului considerat și energie a sistemului „exterior", deci din separarea unui sistem „global" în două subsisteme *bine definite*.

Pentru cîmpul electromagnetic bilanțurile (k) și (l) au și ele mai multe forme — care se reduc la o formă unică în vid (cînd cîmpul este izolat, deci $\boldsymbol{f} = 0$ și $p = 0$) — din care cea utilizată în mod curent ține cont de legile de material în corpurile cu polarizare electrică reversibilă și magnetizare reversibilă (atribuind cîmpului energia liberă de polarizare și magnetizare a acestor corpuri care se poate exprima ca funcție de mărimile de stare ale cîmpului). Este remarcabil că legile electromagnetismului *admit* construcția unor expresii care să aibă formele (k) și (l).

3. Proprietăți termodinamice și legi de material

Principalele legi de material care intervin în determinarea cîmpului electromagnetic sînt acelea care descriu influența cîmpului asupra stării electrocinetice a corpurilor (legea conducției electrice), asupra stării de polarizare a corpurilor (legea polarizării electrice temporare) și asupra stării de magnetizare (legea magnetizației temporare). Formele lor cele mai simple — în cazul materialelor fără surse de curent, fără polarizare permanentă și fără magnetizație permanentă, izotrope și liniare (din punct de vedere al proprietății considerate) — sînt respectiv :

$$\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}, \tag{m}$$

$$\boldsymbol{P} = \varepsilon_0 \chi_e \boldsymbol{E} \text{ deci } \boldsymbol{D} = \varepsilon \boldsymbol{E}, \tag{n}$$

$$\boldsymbol{M} = \chi_m \boldsymbol{H} \text{ deci } \boldsymbol{B} = \mu \boldsymbol{H} \tag{o}$$

În realitate existența unor astfel de legi și unele din proprietățile lor sînt consecințe ale principiilor termodinamicii, cel puțin în cazul proceselor suficient de „lente".

Fiind convinși că problemele de specialitate impun utilizarea unor legi de material mai generale de (m) (n) și (o) acestea se vor enunța separat ca *ecuații de stare* asociate unor proprietăți statice (și unor transformări reversibile), sau ca relații caracteristice asociate unor procese ireversibile. Formele lor trebuie să satisfacă primul și al doilea principiu al termodinamicii.

În cazul transformărilor reversibile, creșterea infinitezimală a densității energiei interne este dată de expresia lui Gibbs :

$$\mathrm{d}w = \sum_{i,k=1}^{3} \sigma_{ik}\, \mathrm{d}\varepsilon_{ik} + \tfrac{1}{2} T\, \mathrm{d}s + \sum_{i=1}^{3} E_i\, \mathrm{d}P_i + \sum_{k=1}^{3} H_k\, \mathrm{d}I_k + \sum_{i=1}^{m} \mu_i\, \mathrm{d}n_i, \tag{p}$$

în care aportul electromagnetic de energie din exterior este dat de expresia $\boldsymbol{E}\mathrm{d}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{H}\mathrm{d}\boldsymbol{I}$ a densității de volum a „lucrului" de polarizare electrică și magnetică ; σ_{ik} și ε_{ik} sînt tensiunile și deformările specifice ale corpurilor ; T și s temperatura absolută și densitatea de entropie ; μ_i și n_i potențialele chimice și numerele de moli pe unitatea de volum ale celor m componenți omogeni ai sistemului (faze, specii chimice). Se consideră cazul în care nu sînt transformări chimice ($\mathrm{d}n_i = 0$). Expresia (p) fiind o diferențială totală exactă, densitatea de energie trebuie să fie o funcție de *singurele* variabile ε_{ik}, P_i, I_k și s, iar coeficienții diferențialelor lor, din (p), trebuie să fie derivatele parțiale ale acestei funcții, *deci funcții ale aceleași variabile*. Aceste funcții sînt *legi de material* ale corpului respectiv, în speță cele care reprezintă ecuațiile de stare asociate transformărilor reversibile, iar *existența* lor este o consecință termodinamică a reversibilității. În practică, se aleg drept variabile independente tensiunile mecanice σ_{kl}, intensitățile E și H ale cîmpului electric și magnetic și temperatura T, ceea ce revine la a construi o altă funcție termodinamică de aceste noi variabile :

$$f \overset{D}{=} \sum_{k,l=1}^{3} \varepsilon_{kl}\, \sigma_{kl} + \boldsymbol{E}\cdot\boldsymbol{P} + \boldsymbol{H}\cdot\boldsymbol{I} + Ts - w = \mathrm{f}\,(\sigma_{kl}, E_k, H_e, T), \tag{q}$$

a cărei diferențială totală este :

$$\mathrm{d}f = \sum_{k,l=1}^{3} \varepsilon_{kl}\, \mathrm{d}\sigma_{kl} + \sum_{k=1}^{3} P_k\, \mathrm{d}E_k + \sum_{l=1}^{3} I_l\, \mathrm{d}H_l + s\, \mathrm{d}T. \tag{r}$$

Forma generală a legilor de material care sînt ecuații de stare va fi :

$$\varepsilon_{kl} = \frac{\partial f}{\partial \sigma_{kl}} = \varepsilon_{kl}\ (\sigma_{ij},\ E_i,\ H_j,\ T),$$

$$P_k = \frac{\partial f}{\partial E_k} = P_k\ (\sigma_{ij},\ E_i,\ H_j,\ T), \tag{s}$$

$$I_l = \frac{\partial f}{\partial H_l} = I_l\ (\sigma_{ij},\ E_i,\ H_j,\ T),$$

$$s = \frac{\partial f}{\partial T} = s\ (\sigma_{ij},\ E_i,\ H_j,\ T).$$

Experiența arată că pentru o clasă foarte largă de materiale aceste funcții sînt suficient de netede, și pot fi aproximate prin dezvoltarea lor în serie în jurul unei stări de referință (la temperatura ambiantă T_0, fără tensiuni, și fără cîmp). Se obțin astfel aproximația liniară a legilor de material, reținînd numai primii termeni din aceste dezvoltări :

$$\mathrm{d}\varepsilon_{kl} = \sum_{i,j=1}^{3} \left(\frac{\partial \varepsilon_{kl}}{\partial \sigma_{ij}}\right) \sigma_{ij} + \sum_{i=1}^{3} \frac{\partial \varepsilon_{kl}}{\partial E_i} \cdot E_i +$$

$$+ \sum_{j=1}^{3} \frac{\partial \varepsilon_{kl}}{\partial H_j} H_j + \frac{\partial \varepsilon_{kl}}{\partial T} (T - T_0),$$

$$\mathrm{d}P_k = \sum \frac{\partial P_k}{\partial \sigma_{ij}} \sigma_{ij} + \sum \frac{\partial P_k}{\partial E_i} E_i,$$

$$+ \sum \frac{\partial P_k}{\partial H_j} H_j + \frac{\partial P_k}{\partial T} (T - T_0)$$

$$\mathrm{d}I_l = \sum \frac{\partial I_l}{\partial \sigma_{ij}} \sigma_{ij} + \sum \frac{\partial I_l}{\partial E_i} E_i + \tag{t}$$

$$+ \sum \frac{\partial I_l}{\partial H_j} H_j + \frac{\partial I_l}{\partial T} (T - T_0),$$

$$\mathrm{d}s = \sum \frac{\partial s}{\partial \sigma_{ij}} \sigma_{ij} + \sum \frac{\partial s}{\partial E_i} E_i +$$

$$+ \sum \frac{\partial s}{\partial H_j} H_j + \frac{\partial s}{\partial T} (T - T_0).$$

Condițiile de integrabilitate ale diferențialei (r) — egalitatea derivatelor mixte de ordinul doi — impune simetria matricei coeficienților. Ca întotdeauna în cazul legilor de material, valorile lor sînt în rest de origine experimentală (numai o teorie microscopică ce pleacă de la structura atomică a materialelor respective permite eventual regăsirea lor prin calcul). Forma liniară (t) a legilor de material pune în evidență cele șasesprezece „efecte" liniare normale, directe și inverse în ordinea succesiunii derivatelor parțiale : legea lui Hooke a elasticității, efectul piezoelectric invers, efectul piezomagnetic, efectul de „expansiune" termică, efect piezoelectric direct, legea polarizației electrice temporare, efect „magnetoelectric" direct, efect piroelectric, efect piezomagnetic direct, efect „electromagnetic", legea polarizației magnetice temporare, efect piromagnetic, efect piezocaloric, efect „electrocaloric", efect „magnetocaloric", efect de capacitate termică.

Dacă dependențele liniare nu sînt suficiente, din punct de vedere al descrierii precise a anumitor fenomene încrucișate în anumite materiale, se pot reține mai mulți termeni în dezvoltarea funcțiilor (*s*). Se obțin astfel aproximații de ordinul doi etc., ale acestor efecte, ținînd seama întotdeauna de condițiilor de integrabilitate ale formei diferențiale (*r*) exprimate prin independența derivatelor parțiale mixte (de orice ordin) de ordinea succesiunii operatorilor respectivi.

În cazul transformărilor ireversibile asociate la anumiți curenți de transport sau fluxuri generale — ale mărimilor extensive de valori J_k — sub acțiunea anumitor *afinități sau forțe generalizate* X_k, definite plecînd de la gradienții cu semn schimbat ai anumitor mărimi intensive (temperatură, potențial electric etc.), trebuie ținut seama de caracterul dinamic și ireversibil al procesului considerat (conducție termică, conducție electrică etc.), deci de forma corespunzătoare a celui de al doilea principiu al termodinamicii. Aceasta exprimă creșterea elementară $\mathrm{d}S$ a entropiei S a sistemului (care este o funcție de starea sa) prin suma dintre aportul de entropie din exterior $\mathrm{d}Q/T$ (prin aport de căldură $\mathrm{d}Q$) și dintre producția interioară de entropie δS_i (care nu este diferențiala unei funcții de stare). Ultima este nulă pentru procesele reversibile și pozitivă pentru procesele ireversibile :

$$\mathrm{d}S = \frac{\mathrm{d}Q}{T} + \delta S_i. \tag{u}$$

Transformarea considerată este monotermă (sistem în contact termic cu o singură sursă de căldură de temperatură T), ceea ce corespunde situației unui element de volum aparținînd unui corp continuu. Sarcina principală a termodinamicii proceselor ireversibile constă în stabilirea expresiei generale pentru δS_i. Ea dă o astfel de expresie pentru producția de entropie pe unitate de timp ca suma produselor dintre fluxurile J_k și afinitățile generale conjugate X_k :

$$S \overset{D}{=} \frac{\delta S_i}{\partial t} = \sum_{k=1}^{m} J_k X_k \cdot \tag{v}$$

Într-adevăr, în cazul unui proces prin care un sistem termodinamic trece din starea sa de echilibru termodinamic în care cele m proprietăți termodinamice ale sale, care îi caracterizează stările, au valorile X_{ko} și entropia sa este

la maximul său S_0, la o stare vecină de dezechilibru, în care cele m proprietăți determinante au valorile X_k și entropia S_i, atunci diferența negativă $\Delta S_i = S_i - S_0$ trebuie să fie egală și de semn contrar cu o formă biliniară pozitiv definită de diferențele $(x_k - x_{ko})$:

$$\Delta S_i = -\sum_{i,k=1}^{m} g_{ik}\,(x_i - x_{io})\,(x_k - x_{ko}) \qquad (w)$$

Derivatele diferențelor $(x_k - x_{ko})$ în raport cu timpul reprezintă fluxurile generale corespunzătoare:

$$\frac{\partial (x_k - x_{ko})}{\partial t} = J_k. \qquad (x)$$

Derivatele lui ΔS_i în raport cu diferențele $(x_j - x_{io})$ reprezintă afinitățile generale conjugate:

$$\frac{\partial \Delta S_i}{\partial (x_i - x_{io})} - = -2\sum_{i=1}^{m} g_{ik}\,(x_i - x_{io}) = x_i,$$

astfel că:

$$S_i = \frac{\mathrm{d}\Delta S_i}{\mathrm{d}t} = -2\sum_{i,k=1}^{m}.$$

În această termodinamică se operează cu *o lege extratermodinamică* ce afirmă că cei m curenți depind de cele m afinități generale, astfel că în timpul unui proces în care afinitățile variază cu $\mathrm{d}X$, avem:

$$\mathrm{d}J_i = \sum_{k=1}^{m}\left(\frac{\partial J_i}{\partial X_k}\right)\mathrm{d}X_k, \qquad (y)$$

sau în aproximație liniară, care este suficientă pentru nevoile curente ale eletrotehnicii:

$$Y_i = \sum_{k=1}^{m} \Lambda_{ik}\, X_k, \quad i = 1,\ 2,\ \ldots\ m, \qquad (y')$$

ecuațiile fenomenologice extratermodinamice, în care mărimile:

$$\Lambda_{ik} \overset{D}{=} \frac{\partial J_j}{\partial X_k},$$

sînt conductivități generalizate.

Conform principiului lui Onsager din termodinamica proceselor ireversiile, dacă produsele $(J_k X_k)$ sînt separate conform cu relația (v) în curenți de transport J_k și afinități conjugate X_k, conductivitățile generalizate satisfac condiții de reciprocitate avînd următoarea formă:

$$\Lambda_{ik}(B) = \Lambda_{ki}(-B). \qquad (y')$$

Expresia densității de volum a creșterii de entropie se determină din expresia gibbsiană (p) a diferențialei energiei (postulat valabil, de asemenea, și pentru stări de neechilibru termodinamic vecine acestui echilibru) și pune în evidență produsele dintre afinitățile generale specifice și *densitățile* curenților generalizați corespunzători, precum și numărul (de specii) de altfel de produse și deci de afinitate și de curenți.

Afinitățile sînt gradienți de mărimi de stare G_k conjugate cu curenții, împărțite cu T, iar produsele sînt produse contractate de tensori de ordin zero (scalare), unu (vectori), doi (tensori de ordinul doi) etc., care reprezintă afinitățile și curenții:

$$\lim_{\Delta V \to 0} \frac{\Delta(\dot{S}_i)}{\Delta v} = \sigma = \sum_{k=1}^{m} \operatorname{grad} \frac{\overset{n}{G_k}}{T} * \overset{o}{J_k},$$

$n = o - 1$ și o fiind ordinele tensorilor mărimi intensive G_k și a tensorilor densități de mărimi extensive J_k.

În acest fel, putem stăpîni, printre altele, ca teoreme decurgînd din principiile termodinamicii și al lui Onsager, aproximația liniară (y') a legii fenomenologice (y), a unor fenomene cum ar fi efectele termoelectrice direct și invers, efectul electrocinetic (legea lui Ohm) și Hall, cu variația magnetică a rezistenței.

CZ 621.385 : 537.122

TUB TERMOCONTRACTABIL
POLIETILENĂ RETICULATĂ
IRADIERE CU ELECTRONI ACCELERAȚI

Caracteristicile tuburilor termocontractabile realizate prin iradiere cu electroni accelerați și aplicațiile acestora în industrie

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, RADU CRAMARIUC, SILVIU JIPA, SORIN ILIE, CONSTANTIN CAZAC, GHEORGHE MARIN, DIANA ILIE, RADU SETNESCU, TANȚA SETNESCU *, ION MIHALCEA ** — BUCUREȘTI

Introducere

Prin încălzirea unui polimer cu puțin peste temperatura sa de vitrifiere, unde acesta are o comportare termoelastică, deformațiile care îi sînt imprimate produc orientări ale macromoleculelor, care după răcire, se mențin creînd astfel tensiuni interne puternice. La o nouă încălzire a polimerului acesta tinde să se relaxeze, iar deformațiile imprimate anterior sînt anulate. Această proprietate este cunoscută sub denumirea de memorie a materialelor plastice. Fenomenul de memorie a fost pus în evidență la un număr mare de polimeri, printre care la polietilenă, polipropilenă, policlorură de vinil, polifluorură de viniliden, politetrafluoretilenă, poliuretan, poliamide, copolimerii etilenei cu acetatul de vinil, cu acrilatul de etil și cu butadiena, cauciucul neoprenic, cauciucul fluorurat, cauciucul siliconic ș.a. [1—6].

Experiența arată că efectul de memorie este cu atît mai pronunțat cu cît polimerul prezintă o structură tridimensională mai avansată (structură cu reticule). Pentru realizarea unei astfel de structuri se pot utiliza procedee chimice (termoperoxidative), radiochimice (iradieri cu radiații ionizante), fotochimice (iradieri cu radiații ultraviolete), ultrasonice și mecanice. Dintre aceste procedee doar primele două au intrat în practica industrială curentă, ele deosebindu-se însă prin mecanism [7, 8], tehnologie [9, 10] și preț de cost [11—14]. Analiza datelor de literatură evidențiază faptul că reticularea radiochimică este preferată celei chimice datorită lipsei restricțiilor de încălzire și a aditivilor de reticulare și mai ales datorită economicității întregului proces.

Tehnologia radiochimică de realizare a tuburilor termocontractabile comportă, în general, trei etape distincte : extruderea tubului, reticularea acestuia prin iradiere cu electroni accelerați (mai rar cu radiații gama) și etirarea tubului la diametrul urmărit. Ca utilaje se folosesc extrudere convenționale, accelerator de electroni (1÷3 MeV) și dispozitive de etirare pe principiul mecanic, pneumatic sau vido-pneumatic [15—19]. Tehnologia este aplicată la scară largă de o serie de firme din S.U.A. (Raychem Corp., Crayowac, Grace Co., Alpha Wire Corp., General Electric, Radiation Appl. Inc.), Franța (Cie Français des Isolant), Olanda (Electronized Chem. Corp.), Japonia (Sumitomo Electric Ind. Ltd., Nitto Electric Ind. Co. Ltd., Asahi Dow Ltd.), U.R.S.S. și R.P.U.

Produsele termocontractabile și-au găsit numeroase aplicații în cele mai diverse domenii : industria electrotehnică și electronică, industria construcțiilor de mașini, telecomunicații, industria minieră, construcții civile și industriale ș.a. Ele se folosesc cu succes atît în scopul îmbunătățirii caracteristicilor funcționale ale unor piese sau dispozitive de montaj, cît și al îmbunătățirii esteticii inginerești.

Prezenta lucrare își propune studierea principalelor caracteristici ale unor tuburi termocontractabile din polietilenă și din amestecuri de polietilenă cu elastomeri, obținute prin iradiere cu electroni accelerați, cu specificarea utilizării acestora în electrotehnică și domenii conexe.

Tehnica experimentală

Pentru confecționarea tuburilor s-a utilizat o polietilenă de joasă densitate (0,92 g/cm³), cu greutatea moleculară de 70 000, cristalinitate 42% (20°C) și indicele de curgere de 0,25 g/10 min. Polimerul a fost aditivat suplimentar cu un antioxidant de tip fenolic cu sulf, la concentrația de 0,5% și utilizat apoi la obținerea a nouă tipodimensiuni de tuburi cu diametrul interior cuprins între 1,4 și 11,6 mm și cu grosimea pereților cuprinsă între 0,45 și 1,7 mm.

S-au realizat de asemenea tuburi cu diametrul interior de 7 mm și grosimea peretelui de 1 mm din amestecuri de polietilenă cu următorii elastomeri : cauciuc terpolimeric etilen-propilen, dienic (EPDM), cauciuc butadien-nitrilic (NBR), cauciuc butadienstirenic (SBR) și polietilenă clorosulfonată (Hypalon). Recepturile au fost realizate la un conținut de 40% în greutate polietilenă în raport cu elastomerul, restul

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electrotehnică — București.
** Institutul politehnic — București.

ingredienților fiind introduși la concentrațiile specificate în tabelul 1.

Iradierea tuburilor în vederea reticulării și vulcanizării s-a efectuat în regim dinamic la

Tabelul 1

Compoziția recepturilor utilizate la obținerea tuburilor termocontractabile pe bază de elastomeri

Natura ingredienților	Conținutul recepturii (părți în greutate)			
	Cauciuc terpolimeric etilen-propilendienic (EP DM	Cauciuc butadien-nitrilic (NBR)	Cauciuc butadien-stirenic (SBR)	Polietilenă clorosulfonată (Hypalon)
Polietilenă de joasă densitate	400	1 000	400	350
Cretă	500	—	—	200
Ulei 111	300	—	—	100
Antioxidant (4010 Na)	20	50	20	18
EPDM (Romtere)	600	—	—	—
NBR (Butacril BT 308)	—	1 500	—	—
SBR (Carom 1500)	—	—	600	—
Hypalon (Dupont 20)	—	—	—	550
Oxid de zinc	25	75	24	—
Stearină	6	15	6	—
Palatinol	—	75	—	—
Colorant albastru	—	—	6	—
Colorant roșu	—	—	—	1

un accelerator de tip Van de Graaff, realizat de I.C.P.E.-București, avînd următoarele caracteristici maximale: energie 2 MeV, curent de electroni 300 μA, baleiaj 1 m.

Pentru transportul tuburilor în fasciculul de electroni accelerați s-a utilizat un dispozitiv cu viteză reglabilă care permite iradierea simultană a 10—20 tuburi cu lungimea de 200 mm.

Determinarea distribuției dozei în tuburile iradiate s-a efectuat aplicînd metoda simulării grosimii peretelui cu un film de triacetat de celuloză calibrat dozimetric (colorimetric) și măsurat spectrofotometric [20].

Gradul de reticulare a polietilenei s-a determinat aplicînd metoda extracției în ortoxilen la fierbere timp de 20 de ore [21]. Gradul de vulcanizare a elastomerilor a fost determinat de asemenea prin metoda extracției, folosind pentru aceasta solvenții specifici.

Etirarea tuburilor iradiate s-a făcut pneumatic, folosind glicerina ca agent de încălzire.

Pentru măsurarea forței de contracție s-a utilizat un captor de forță, adaptat pe domeniul 0—10 N, lucrînd într o punte tensiometrică [22]. Captorul s-a etalonat la efort pentru fiecare temperatură de contracție luată în studiu.

Pentru exprimarea rezultatelor experimentale s-au folosit următorii parametri:

$$S(\%) = \frac{D_e - D_t}{D_e} \cdot 100,$$

$$R(\%) = \frac{D_e - D_t}{D_e - D_0} \cdot 100,$$

unde:

S este raportul de contracție;
R — raportul de revenire;
D_e — diametrul tubului etirat;
D_t — diametrul tubului contractat la temperatura t;
D_0 — diametrul inițial al tubului.

Caracteristicile electrice și mecanice ale tuburilor termocontractabile din polietilenă s-au determinat conform normei ASTM—D—2671.

Rezultate și discuții

Una din caracteristicile de termocontracție studiate a fost variația raportului de revenire (R) și a raportului de contracție (S) cu gradul de reticulare. Figura 1 prezintă această dependență

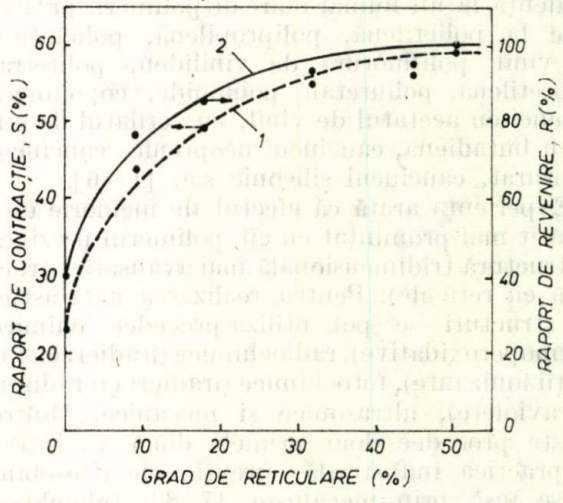


Fig. 1. Variația raportului de contracție — *1* și a raportului de revenire — *2*, cu gradul de reticulare. Temperatura de contracție 140°C; timp de contracție 8 min.

în cazul unor probe de tub etirate în raportul 2,5 : 1. Din această figură se constată că efectul de memorie a tubului de polietilenă este puternic influențată de gradul de reticulare a polimerului. Astfel, pentru probele neiradiate, raportul de revenire a fost de numai 23 %, în timp ce pentru probele cu grad de reticulare de 50 %, s-a înregistrat un raport de revenire de 100 %.

O serie de experiențe au avut ca scop stabilirea factorilor care influențează asupra mărimii forței de contracție a unui tub. Rezultatele obținute au evidențiat existența următorilor factori:

a. Natura materialului

Figura 2 prezintă valoarea forței de contracție la temperatura camerei, corespunzătoare unui raport de contracție $S = 32\%$, pentru tuburi cu diferite compoziții chimice. Se poate constata că tubul din polietilenă prezintă o valoare a

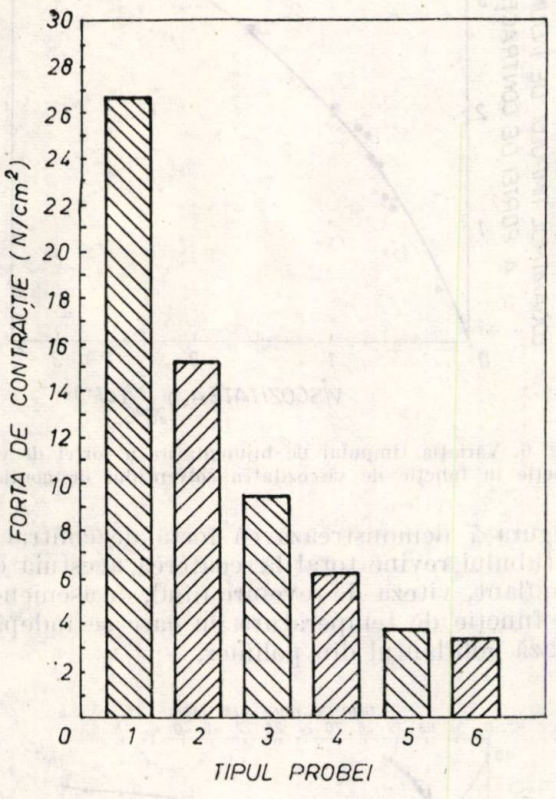


Fig. 2. Forța de contracție la temperatura camerei pentru $S = 32\%$ a unor tuburi din materiale cu compoziție chimică diferită. Doza de iradiere 14,7 MRad: *1* — Polietilenă fără elastomer; *2* — Hypalon cu 40% polietilenă; *3* — NBR cu 40% polietilenă; *4* — SBR cu 40% polietilenă; *5* — EPDM cu 40% polietilenă; *6* — NBR cu 20% polietilenă.

forței de contracție net superioară valorilor înregistrate în cazul tuburilor obținute din amestecuri de polietilenă cu diferiți elastomeri.

b. Temperatura

Figura 3 ilustrează scăderea liniară a forței de contracție cu creșterea temperaturii tubului de polietilenă în intervalul 20°—80°C. Acest tip de dependență indică o relaxare termică a materialului și prezintă importanță în cazurile în care anumite piese sau dispozitive, avînd în componență tuburi termocontractabile, trebuie să funcționeze în regim de temperaură ridicată. Experiențele au demonstrat însă faptul că forța de contracție variază foarte puțin cu temperatura atunci cînd materialul se află la o temperatură superioară celei de vitrifiere, dar crește considerabil la răcirea probei.

c. Gradul de reticulare

Figura 4 prezintă variația forței de contracție cu gradul de reticulare în cazul unui tub de polietilenă etirat la raportul 2 : 1 și contractat la raportul de 18,7 %, în cazul a două temperaturi

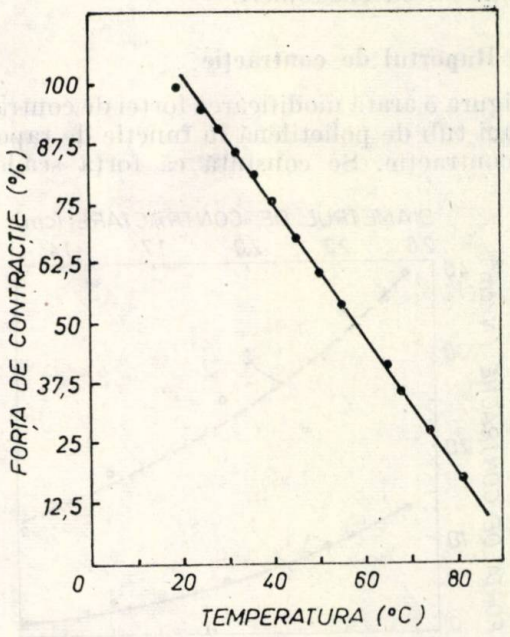


Fig. 3. Variația procentuală a forței de contracție cu temperatura de încălzire a tubului (normalizare la 20°C).

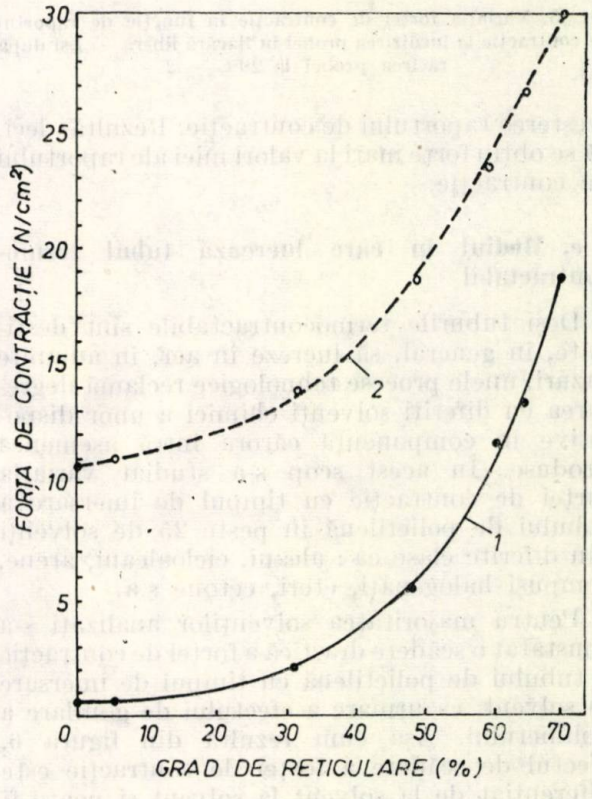


Fig. 4. Variația forței de contracție la încălzirea probei în flacără liberă: *1* — și după răcire la 20°C; *2* — pentru $S = 18{,}7\%$, în funcție de gradul de reticulare.

de măsurare a forței. Din aceste date rezultă că forța de contracție crește exponențial cu gradul de reticulare a polietilenei atît la temperaturi ridicate, cît și la temperatura camerei. Același tip de dependență a fost pus în evidență și în cazul tuburilor realizate din amestecuri de polietilenă cu elastomeri.

d. Raportul de contracție

Figura 5 arată modificarea forței de contracție a unui tub de polietilenă în funcție de raportul de contracție. Se constată că forța scade cu

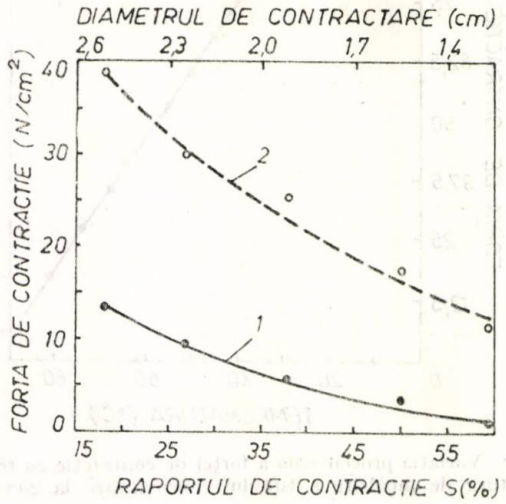


Fig. 5. Variația forței de contracție în funcție de raportul de contracție la încălzirea probei în flacără liberă — *1* și după răcirea probei la 20°C — *2*.

creșterea raportului de contracție. Rezultă, deci, că se obțin forțe mari la valori mici ale raportului de contracție.

e. Mediul în care lucrează tubul termocontractabil

Deși tuburile termocontractabile sînt destinate, în general, să lucreze în aer, în anumite cazuri, unele procese tehnologice reclamă degresarea cu diferiți solvenți chimici a unor dispozitive în componența cărora intră asemenea produse. În acest scop s-a studiat variația forței de contracție cu timpul de imersare a tubului de polietilenă în peste 25 de solvenți din diferite clase ca : alcani, cicloalcani, arene, compuși halogenați, eteri, cetone ș.a.

Pentru majoritatea solvenților analizați s-a constatat o scădere drastică a forței de contracție a tubului de polietilenă cu timpul de imersare în solvent, ca urmare a efectului de gonflare a polimerului. Așa cum rezultă din figura 6, efectul de scădere a forței de contracție este diferențiat de la solvent la solvent și poate fi corelat cu vîscozitatea acestuia. S-a constatat, de asemenea, că viteza de scădere a forței de contracție crește puternic cu creșterea temperaturii solventului, ca urmare a creșterii vitezei de difuzie a acestuia în masa polimerului.

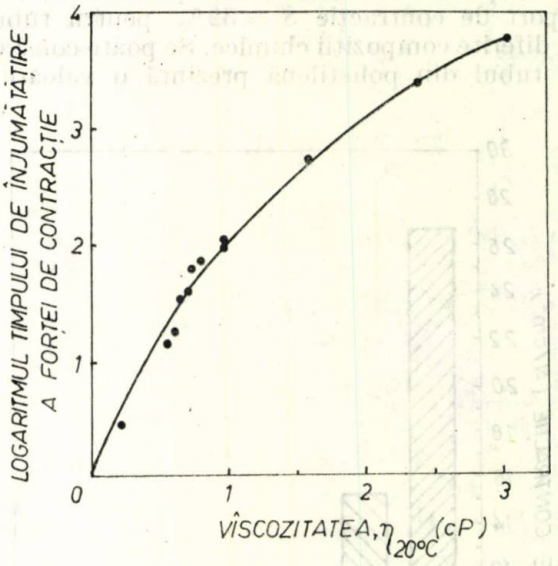


Fig. 6. Variația timpului de înjumătățire a forței de contracție în funcție de vîscozitatea solventului de gonflare.

Figura 7 demonstrează că forța de contracție a tubului revine total la scoaterea acestuia din gonflant, viteza de revenire fiind, de asemenea, în funcție de temperatura cu care se îndepărtează gonflantul din polimer.

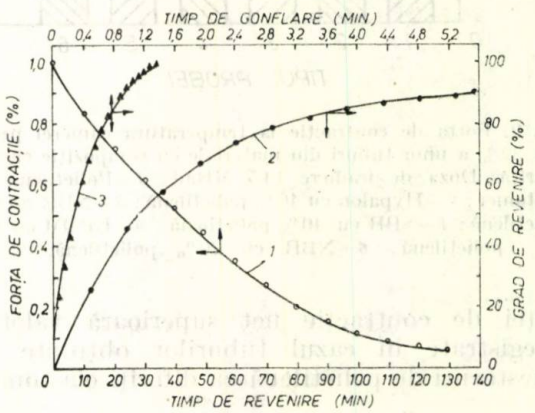


Fig. 7. Variația forței de contracție a tubului cu timpul de gonflare în tricloretilenă la 20°C — *1* și cu timpul de menținere în aer după scoaterea din gonflant, la temperatura de 20°C — *2* și 62°C — *3*.

O serie de experiențe au urmărit influența gradului de reticulare a materialului și a temperaturii de contracție asupra duratei de contracție. Dependența timpului de contracție de gradul de reticulare s-a studiat pe probe de tub de polietilenă cu grade de reticulare cuprinse între 18 și 50 %, contracția fiind efectuată la 140°C pe o piesă care limitează raportul de contracție la valoarea de 50 %. Așa cum rezultă din figura 8, are loc o scădere rapidă a duratei de con-

tracţie cu creşterea gradului de reticulare. Acelaşi fenomen are loc şi la creşterea temperaturii de contracţie, aşa cum demonstrează datele prezentate în figura 9. În general, pentru realizarea termocontracţiei, se pot folosi dispozitive de suflare cu jeturi de aer fierbinte, lămpi de radiaţii infraroşii, etuve, băi cu fluide fierbinţi, lămpi de gaz cu flacără deschisă sau compuşi chimici care în contact cu apa produc o reacţie exotermă.

Tuburile termocontractabile au fost studiate la temperaturile de 20°C şi 80°C şi din punct de vedere al menţinerii dimensiunilor la care au fost etirate. Datele înscrise în tabelul 2 demonstrează pe de o parte prezenţa unui efect tipic de relaxare în cazul tuburilor obţinute din recepturi pe bază de elastomeri, iar pe de altă parte faptul că introducerea polietilenei în receptură micşorează acest efect sau chiar îl anulează. Din tabelul 2 rezultă, de asemenea, că efectul de relaxare a tuburilor din recepturi pe bază de elastomeri se accentuează prin creşterea temperaturii. Un efect similar s-a înregistrat şi în cazul creşterii gradului de vulcanizare a elastomerului. Este de remarcat faptul că tuburile din polietilenă nu prezintă fenomenul de relaxare nici chiar după păstrarea timp de 240 de ore la 80°C.

Tabelul 2

Relaxarea tuburilor termocontractabile pe bază de elastomeri

Tipul materialului	Relaxarea tubului iradiat la 14,7 MRad, la temperatura: (%)	
	20°C (15 min)	80°C (15 min)
EPDM fără polietilenă	10,84	100,00
NBR cu 20% polietilenă	3,45	9,12
Hypalon cu 40% polietilenă	2,38	8,54
NBR cu 40% polietilenă	1,22	5,13
EPDM cu 40% polietilenă	0	4,65
SBR cu 40% polietilenă	0	4,76
Polietilenă fără elastomer	0	0

Tabelul 3

Caracteristicile electrice şi mecanice ale tuburilor termocontractabile din polietilenă

Caracteristica	Valoarea	Caracteristica	Valoarea
Rigiditatea dielectrică	20	Modificarea longitudinală, %	10
Permitivitatea la 20°C şi 1 MHz	2,21	Termocontracţia forţată	nu crapă
Rezistivitatea de volum ohm. cm	2×10^{15}	Efect coroziv	nu prezintă
Rezistenţa la şoc termic (4 ore la 200°C)	nu curge nu crapă	Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	175
Absorbţia apei (24 ore la 24°C), %	0,05	Alungirea la rupere, %	400

Tuburile termocontractabile din polietilenă au fost analizate şi din punctul de vedere al proprietăţilor electrice şi mecanice (tabelul 3). Din compararea acestor date cu datele prezentate de firme străine producătoare de tuburi termocontractabile se poate concluziona că produsele indigene sînt pe deplin competitive.

Tuburile termocontractabile obţinute prin iradiere cu electroni acceleraţi, prin caracteristicile pe care le au, oferă o gamă largă de posibilităţi de utilizare. Figurile 10—12 ilustrează cîteva tipuri de aplicaţii în domeniul electro-

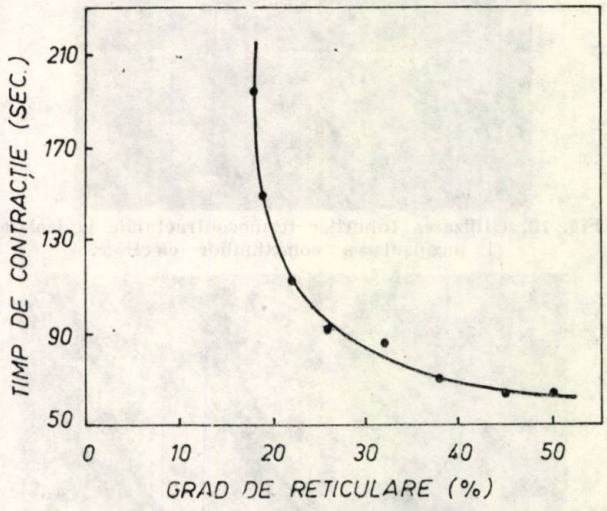


Fig. 8. Variaţia duratei de contracţie pentru $S = 50\%$ şi 140°C în funcţie de gradul de reticulare.

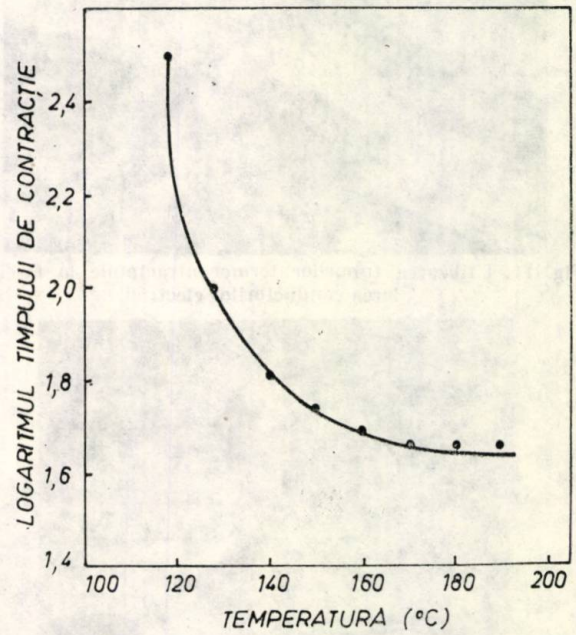


Fig. 9. Variaţia duratei de contracţie pentru $S = 50\%$ în funcţie de temperatură (grad de reticulare 45%).

tehnicii ale tuburilor termocontractabile. Flexibile şi cu un înalt grad de siguranţă în funcţionare, aceste produse îşi găsesc numeroase aplicaţii la izolarea şi încapsularea conexiunilor electrice între conductori sau între conductori

și accesoriile acestora (papuci, fișe de conectare, ș.a.). Joncțiunea cu tuburi termocontractabile asigură realizarea unor izolații electrice de gaba-

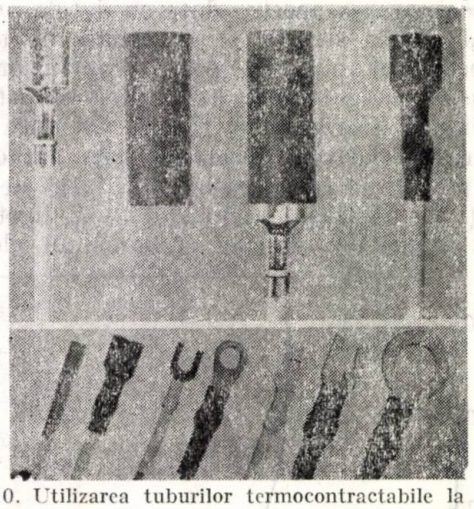


Fig. 10. Utilizarea tuburilor termocontractabile la izolarea și încapsularea conexiunilor electrice.

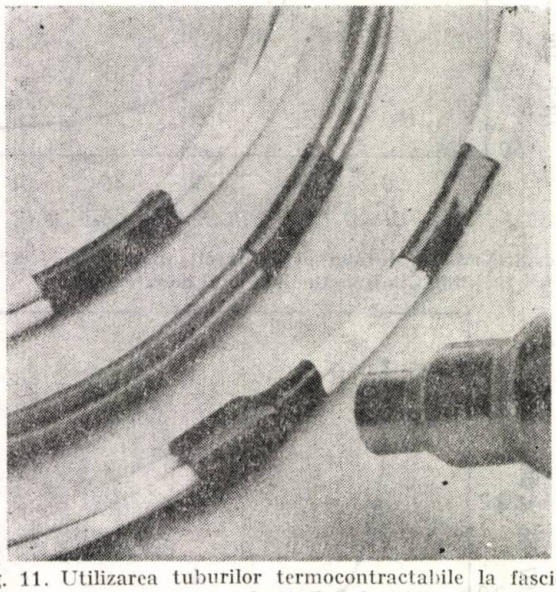


Fig. 11. Utilizarea tuburilor termocontractabile la fasciculare conductorilor electrici.

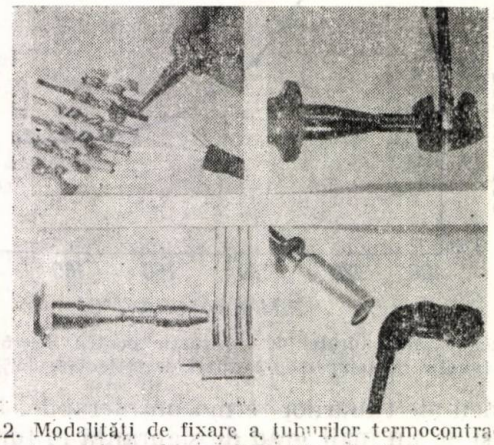


Fig. 12. Modalități de fixare a tuburilor termocontractabile cu ajutorul unor dispozitive de tip foen.

rit redus, aplicate etanș, datorită reducerii diametrului prin contracție însoțită de creșterea presiunii asupra lipiturii. Se asigură, totodată, și o protecție contra vaporilor de apă și față de mediile ambiante puternic agresive.

Produsele realizate se mai pot folosi la fasciculare conductorilor, la marcarea în scopul identificării cablurilor și a unor componente, la protecția punctelor de strîngere mecanică, la lucrările de reparare a izolației cablurilor flexibile și de energie, ca sisteme de etanșare și protecție anticorozivă a unor elemente metalice, ca manșoane exterioare pentru cablurile cu manta metalică flexibilă ș.a. De asemenea, aceste produse se pot folosi ca elemente de protecție pentru condensatoare și baterii, la izolarea, protecția și decorarea echipamentelor industriale și casnice, la diverse acoperiri de protecție împotriva abraziunii și degradării mecanice, precum și la acoperiri decorative.

Produsele termocontractabile obținute prin iradiere cu electroni accelerați pot fi realizate atît în stare transparentă, cît și într-o gamă mare de culori, nuanțe și dimensiuni. Utilizarea acestora în domeniul electrotehnic, precum și în domenii conexe constituie un real factor de progres tehnic.

Bibliografie

[1] *Clabburn, R. Y. T.* Brevet Anglia 1 250 503, 1971.
[2] *Arditti, Y., ș.a.* Brevet S.U.A., 3 563.973, 1971.
[3] *Yukata, H.* Brevet Japonia, 142 775, 1977.
[4] *Yasuta, K., ș.a.* Brevet Japonia, 48 864, 1979.
[5] *Keiichi, K.* Brevete Japonia, 24 977 și 47 770, 1979.
[6] *Jurkevici, V. G., ș.a.* Radiaționno-himiceskaia modificația polimernih materialov, **vol. 1**, Varșovia, 1978, p. 308.
[7] *Bernstein, B.* S.P.E. Technical Papers, Eastern New England Section Regional Technical Conference, 1975.
[8] *Posell, K., ș.a.* Radiaționno-himiceskaia modificația polimernih materialov, **vol. 2**, Varșovia, 1978, p. 716.
[9] *Hoffman, C. R.* S.P.E. Technical Papers, Eastern New England Section Regional Technical Conference, 1975.
[10] *Barlow, A., ș.a.* Radiation processing of polyethylene. In : Radiat. Phys. Chem., **vol. 18**, 1981, p. 267–280.
[11] *Morganstern, K. H.* Processing with radiation. In : Chem. Technol., **vol. 4**, 1974, p. 612–615.
[12] *Sangster, D. F.* Radiation chemical processes — The world scene. In : Atomic Energy, April, 1974, p. 15–26.
[13] *Drawe, V. H.* Aspekte strahlentechnologischer Prozesse. In : Chemiker Zeitung, **vol. 100**, 1976, p. 406–415.
[14] *Morganstern, K. H.* Industrial radiation processing-present status and prospects. In : Radiat. Phys. Chem., **vol. 18**, 1981, p. 1–9.
[15] *Kalman, I., Dobo, I.* In : Muanyag Gumi, **vol. 11**, 1974, p. 356.
[16] *Semarov, F. V., ș.a.* Radiaționno-himiceskaia modificația polimernih materialov. Varșovia, 1978, **vol. 2**, p. 785.
[17] *Ostapciuk, S. V., ș.a.* Radiaționno-himiceskaia modificația polimernih materialov. Varșovia, **vol. 2**, 1968, p. 791.
[18] *Kalkis, V., ș.a.* In Plast. Massi, **vol. 6**, 1979, p. 31.
[19] *Ota, S.* Current status of irradiated heat-shrinkable tubing in Japan. In : Radiat. Phys. Chem., **vol. 18**, 1981, p. 81–87.
[20] *Laizier, J., Oproiu, C.* Use of the CTA dosimetric film for minute investigation of absorbed doses in complex materials. In : Radiat. Phys. Chem., **vol. 9**, 1977, p. 721.
[21] *Mitsui, H., Hosoi, F.* In : Polymer J., **vol. 4**, 1973, p. 79.
[22] *Mihalcea, I., Jipa, S., Ilie, S., Cazac, C., Confineanu, V., Zaplaic, M.* Tuburi termocontractabile din polietilenă reticulată radiochimic. In : Materiale Plastice, **vol. 20**, 1983, p. 113–116.

CZ 621.317.7 : 530.18

OSCILOMOOR
PROCEDEU NUMERIC DE LINIARIZARE LOCAL-TEMPORALĂ

Aspecte privind controlabilitatea și observabilitatea unui oscilomotor, prin intermediul unui procedeu numeric de liniarizare local—temporală

SILVIU DARIE, TIBERIU COLOȘI, HORIA BĂLAN, DORIN ISOC * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În continuarea unor lucrări anterioare [1, 2, 3], care dezvoltă studiul unui oscilomotor prin intermediul unor metode uzuale teoriei sistemelor, prezenta lucrare urmărește evidențierea unor aspecte semnificative privind controlabilitatea și observabilitatea acestui element de execuție neliniar, fără a fi inclus — pentru această etapă — într-un sistem automat.

1. Modelarea analitică, prin liniarizare local-temporală a oscilomotorului

Pentru oscilomotorul studiat în [1, 2, 3] ș.a., se arată că modelarea analitică poate fi aproximată prin intermediul a patru variabile de stare (x_1, x_2, x_3, x_4), la care se asociază două semnale de intrare (u_a și u_c) și trei semnale de ieșire (i_a, i_c, F_{el}), după cum urmează :

a. Pentru relațiile intrare-stare :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}_1 &= C_1 \cdot u_a - C_2 x_1 + C_3 \cdot x_2 \cdot x_3, \\ \dot{x}_2 &= C_4 u_c - C_5 x_2 + C_6 x_3 \cdot x_1, \\ \dot{x}_3 &= x_4, \\ \dot{x}_4 &= C_7 x_1 \cdot x_2 - C_8 \cdot x_3 - C_9. \end{aligned}\right\}, \tag{1}$$

b. Pentru relațiile stare-ieșire :

$$\left.\begin{aligned} i_a &= C_{10} x_1 - C_{11} x_2 \cdot x_3, \\ i_c &= C_{12} x_2 - C_{13} x_3 \cdot x_1, \\ F_{el} &= C_{14} x_1 \cdot x_2. \end{aligned}\right\}. \tag{2}$$

Interpretări și detalii pentru semnalele de intrare, de stare și de ieșire, precum și pentru coeficienții $C_1, C_2, \ldots, C_{14}$ se prezintă în bibliografie.

Existența produselor $x_1 \cdot x_2$, $x_2 \cdot x_3$ și $x_3 \cdot x_1$ în componența sistemelor de ecuații (1) și (2) evidențiază comportarea neliniară a oscilomotorului.

Pe baza unui procedeu numeric de liniarizare local-temporală, care s-a expus în [1] și [2], sistemele (1) și (2) au fost liniarizate în imediata vecinătate a secvenței de timp $t_k \pm \delta t$ (unde $\delta t \geqslant 0$), rezultînd :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}_{1k} &= -C_2 x_{1k} + C_3 g_{32k} x_{2k} + C_3 g_{23k} x_{3k} + C_1 u_a \\ \dot{x}_{2k} &= C_6 g_{31k} x_{1k} - C_5 x_{2k} + C_6 g_{13k} x_{3k} + C_4 u_c \\ \dot{x}_{3k} &= x_{4k} \\ \dot{x}_{4k} &= C_7 g_{21k} x_{1k} + C_7 g_{12k} x_{2k} + C_8 x_{3k} - C_9, \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

respectiv :

$$\left.\begin{aligned} i_{ak} &= C_{10} x_{1k} - C_{11} g_{32k} x_{2k} - C_{11} g_{23k} x_{3k}, \\ i_{ck} &= -C_{13} g_{31k} x_{1k} + C_{12} x_{2k} - C_{13} g_{13k} x_{3k}, \\ F_{elk} &= C_{14} g_{21k} x_{1k} + C_{14} g_{12k} x_{2k}, \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

unde expresiile coeficienților de transfer g_{12k}, g_{21k} etc., se prezintă în bibliografie.

Ca urmare, comportarea neliniară a oscilomotorului poate fi aproximată liniarizat, în imediata vecinătate a momentului t_k sub forma :

$$\dot{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{i}_k + \mathbf{L}_k, \tag{5}$$

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k \mathbf{i}_k, \tag{6}$$

unde vectorul de intrare $\mathbf{i}_k$, vectorul de stare $\mathbf{x}_k$ și vectorul de ieșire $\mathbf{e}_k$ prezintă expresiile :

$$\mathbf{i}_k = \begin{bmatrix} u_{ak} \\ \hline u_{ck} \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} x_{1k} \\ \hline x_{2k} \\ \hline x_{3k} \\ \hline x_{4k} \end{bmatrix} \quad \mathbf{e}_k = \begin{bmatrix} i_{ak} \\ \hline i_{ck} \\ \hline F_{elk} \end{bmatrix}. \tag{7, 8, 9}$$

Din sistemul liniarizat (3), asociat cu ecuația matriceală (5), rezultă matricea de stare $\mathbf{A}_k$ și

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic Cluj-Napoca.

matricea de intrare-stare $\mathbf{B}_k$ respectiv :

$$\mathbf{A}_k = \begin{vmatrix} -C_2 & C_3 g_{32k} & C_3 g_{23k} & 0 \\ C_6 g_{31k} & -C_5 & C_6 g_{13k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ C_7 g_{21k} & C_7 g_{12k} & C_8 & 0 \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & 0 \end{vmatrix} \qquad (10)$$

și :

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{B} = \begin{vmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_4 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}, \qquad (11)$$

iar din sistemul liniarizat (4), asociat cu ecuația matriceală (6), rezultă matricea stare-ieșire $\mathbf{C}_k$ și matricea intrare-ieșire $\mathbf{D}_k$,

$$\mathbf{C}_k = \begin{vmatrix} C_{10} & -C_{11} g_{32k} & -C_{11} g_{23k} & 0 \\ -C_{13} g_{31k} & C_{12} & -C_{13} g_{13k} & 0 \\ C_{14} g_{21k} & C_{14} g_{12k} & 0 & 0 \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & 0 \\ c_{31} & c_{32} & 0 & 0 \end{vmatrix}, \qquad (12)$$

iar :

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{0}. \qquad (13)$$

Vectorul $\mathbf{L}_z = \mathbf{L}$ care posedă un singur element constant ($l_{41} = -C_9 = \text{const}$), toate celelalte elemente fiind nule, poate fi interpretat ca un parametru, neglijabil în raport cu studiul care urmează.

Formele matriceale liniarizate local-temporal (5) și (6), permit extinderea metodelor uzuale de analiză a controlabilității și observabilității și pentru acest oscilomotor, cu observația că interpretarea acestora se face iterativ, pentru fiecare secvență de timp t_k, fiind valabilă strict în eșantionul $t_k \pm \delta t$.

2. Studiul controlabilității

După cum se știe, controlabilitatea unui sistem, definit printr-o formă necanonică, se studiază cu matricea compusă :

$$\mathbf{M}_C(n \times np) = [\mathbf{B}, \mathbf{AB}, \mathbf{A}^2\mathbf{B}, \ldots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}], \qquad (14)$$

având n linii și np coloane, unde n este numărul variabilelor de stare, iar p numărul semnalelor de intrare, astfel încît $\mathbf{A}(n \times n)$, iar $\mathbf{B}(n \times p)$. Sistemul este complet controlabil dacă matricea compusă $\mathbf{M}_C$ este de rang n (respectiv, ordinul maxim al determinanților sau determinantului, de valoare nenulă este n), sau toate coloanele acestei matrice sînt liniar independente. Dacă rangul matricei compuse $\mathbf{M}_C$ este mai mic decît n, sistemul este parțial controlabil, iar rangul respectiv va corespunde cu numărul stărilor controlabile.

Pentru exemplul considerat $n = 4$, $p = 2$ și $q = 3$, iar rangul matricei compuse $\mathbf{M}_C$, formată din $np = 4.2 = 8$ coloane, trebuie să fie $n = 4$. Ca urmare, această matrice compusă, considerată în momentul t_k prezintă forma :

$$\mathbf{M}_{C,k}(4 \times 8) = [\mathbf{B}, \mathbf{AB}, \mathbf{A}^2\mathbf{B}, \mathbf{A}^3\mathbf{B}]_k =$$

$$= \left[\begin{array}{cc|cc|cc|cc} b_{11} & 0 & (AB)_{11} & (AB)_{12} & (A^2B)_{11} & (A^2B)_{12} & (A^3B)_{11} & (A^3B)_{12} \\ 0 & b_{22} & (AB)_{21} & (AB)_{22} & (A^2B)_{21} & (A^2B)_{22} & (A^3B)_{21} & (A^3B)_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (A^2B)_{31} & (A^2B)_{32} & (A^3B)_{31} & (A^3B)_{32} \\ 0 & 0 & (AB)_{41} & (AB)_{42} & (A^2B)_{41} & (A^2B)_{42} & (A^3B)_{41} & (A^3B)_{42} \end{array}\right],$$

$$\underbrace{\quad}_{\mathbf{B}} \quad \underbrace{\quad\quad}_{\mathbf{AB}} \quad \underbrace{\quad\quad}_{\mathbf{A^2B}} \quad \underbrace{\quad\quad}_{\mathbf{A^3B}} \qquad (15)$$

iar pentru a asigura controlabilitatea completă, rangul acestei matrice trebuie să fie 4, în fiecare moment t_k.

Controlabilitatea la ieșire a unui sistem exprimat printr-o formă necanonică, se definește în raport cu matricea compusă :

$$\mathbf{M}_{CE}(q \times np) = [\mathbf{CB}, \mathbf{CAB}, \mathbf{CA}^2\mathbf{B}, \ldots, \mathbf{CA}^{n-1}\mathbf{B}], \qquad (16)$$

având q linii și np coloane, unde q reprezintă numărul semnalelor de ieșire, iar matricea stare-ieșire are dimensiunile $\mathbf{C}(q \times n)$.

Sistemul este complet controlabil la ieşire, dacă matricea compusă $\mathbf{M}_{CE}$ este de rang q (respectiv ordinul maxim al determinanţilor, sau determinantului, de valoare nenulă este q). Dacă rangul acestei matrice este mai mic decît q sistemul este parţial controlabil la ieşire, iar rangul respectiv va corespunde cu numărul ieşirilor controlabile.

Pentru exemplul considerat, controlabilitatea completă la ieşire este asigurată numai dacă matricea compusă $\mathbf{M}_{CE}(3 \times 8)$ are rangul $q = 3$. Ca urmare, această matrice compusă considerată în momentul t_k prezintă forma :

$$\mathbf{M}_{CE,k}(3 \times 8) = [\mathbf{CB},\ \mathbf{CAB},\ \mathbf{CA^2B}\ \mathbf{CA^3B}]_k =$$

$$= \left[\begin{array}{cc|cc|cc|cc} c_{11}b_{11} & c_{12}b_{22} & (CAB)_{11} & (CAB)_{12} & (CA^2B)_{11} & (CA^2B)_{12} & (CA^3B)_{11} & (CA^3B)_{12} \\ c_{21}b_{11} & c_{22}b_{22} & (CAB)_{21} & (CAB)_{22} & (CA^2B)_{21} & (CA^2B)_{22} & (CA^3B)_{21} & (CA^3B)_{22} \\ \underbrace{c_{31}b_{11}\ \ c_{32}b_{22}} & & \underbrace{(CAB)_{31}\ \ (CAB)_{32}} & & \underbrace{(CA^2B)_{31}\ \ (CA^2B)_{32}} & & \underbrace{(CA^3B)_{31}\ \ (CA^3B)_{32}} & \end{array}\right], \quad (17)$$

$$\mathbf{CB} \qquad\qquad \mathbf{CAB} \qquad\qquad \mathbf{CA^2B} \qquad\qquad \mathbf{CA^3B}$$

urmind a fi testată, pentru aflarea rangului, în fiecare moment t_k, la fel ca şi matricea compusă $\mathbf{M}_{C,k}$.

3. Studiul observabilităţii

Observabilitatea unui sistem, definit printr-o formă necanonică, se studiază prin matricea compusă :

$$\mathbf{M}_o(n \times nq) = [\mathbf{C}^T,\ \mathbf{A}^T\mathbf{C}^T,\ \mathbf{A}^{T^2}\mathbf{C}^T, \ldots,\ \mathbf{A}^{T^{n-1}}\mathbf{C}^T], \quad (18)$$

având n linii şi nq coloane (indicele T evidenţiază matricea transpusă). Sistemul este complet observabil, dacă matricea compusă $\mathbf{M}_o$ este de rang n. Dacă rangul acestei matrice este mai mic decît n, sistemul este parţial observabil, iar rangul respectiv va corespunde cu numărul ieşirilor observabile.

Pentru exemplul considerat, observabilitatea completă este asigurată numai dacă matricea compusă $\mathbf{M}_o(4 \times 12)$ are rangul 4 şi, considerată în momentul t_k, prezintă forma :

$$\mathbf{M}_{o,k}(4 \times 12) = [\mathbf{C}^T,\ \mathbf{A}^T\mathbf{C}^T,\ \mathbf{A}^{T^2}\mathbf{C}^T\mathbf{A}^{T^3}\mathbf{C}^T]_k =$$

$$= \left[\begin{array}{ccc|ccc|ccc|ccc} c_{11} & c_{21} & c_{31} & (A^TC^T)_{11} & (A^TC^T)_{12} & (A^TC^T)_{13} & (A^{T^2}C^T)_{11} & (A^{T^2}C^T)_{12} & (A^{T^2}C^T)_{13} & (A^{T^3}C^T)_{11} & (A^{T^3}C^T)_{12} & (A^{T^3}C^T)_{13} \\ c_{12} & c_{22} & c_{32} & (A^TC^T)_{21} & (A^TC^T)_{22} & (A^TC^T)_{23} & (A^{T^2}C^T)_{21} & (A^{T^2}C^T)_{22} & (A^{T^2}C^T)_{23} & (A^{T^3}C^T)_{21} & (A^{T^3}C^T)_{22} & (A^{T^3}C^T)_{23} \\ c_{13} & c_{23} & 0 & (A^TC^T)_{31} & (A^TC^T)_{32} & (A^TC^T)_{33} & (A^{T^2}C^T)_{31} & (A^{T^2}C^T)_{32} & (A^{T^2}C^T)_{33} & (A^{T^3}C^T)_{31} & (A^{T^3}C^T)_{32} & (A^{T^3}C^T)_{33} \\ 0 & 0 & 0 & (A^TC^T)_{41} & (A^TC^T)_{42} & (A^TC^T)_{43} & (A^{T^2}C^T)_{41} & (A^{T^2}C^T)_{42} & (A^{T^2}C^T)_{43} & (A^{T^3}C^T)_{41} & (A^{T^3}C^T)_{42} & (A^{T^3}C^T)_{43} \end{array}\right], \quad (19)$$

4. Concluzii

a. Liniarizarea local-temporală amintită succint la punctul 1, prin formele matriceale liniarizate (5) şi (6) la care conduce, permite extinderea metodelor de studiu al controlabilităţii şi observabilităţii uzuale sistemelor liniare şi pentru sisteme neliniare, pretabile unor astfel de liniarizări.

b. Deoarece pentru cazul unor astfel de sisteme neliniare, matricele **A**, **B** şi **C** devin neconstante, rezultă că stabilirea rangului matricelor compuse $\mathbf{M}_{C,k}$, $\mathbf{M}_{CE,k}$ şi $\mathbf{M}_{o,k}$, trebuie să fie testată pe calculator, pentru fiecare secvenţă de timp t_k. În acest scop este necesar un subprogram de calcul al rangului acestor matrice compuse, cu interpretarea controlabilităţii şi observabilităţii complete sau parţiale, care se tipăreşte pentru fiecare moment t_k.

c. Studiul controlabilităţii şi observabilităţii trebuie asociat analizei pe calculator a răspunsului sistemului neliniar, ceea ce permite calculul — pentru fiecare secvenţă t_k — atît al matricelor $\mathbf{A}_k$, $\mathbf{B}_k$ şi $\mathbf{C}_k$, cît şi al matricelor compuse amintite. Această etapă de studiu va fi obiectul unei viitoare lucrări.

Notaţia $(\ )_{\alpha,\beta}$ unde $\alpha = 1, \ldots 4$ şi $\beta = 1, \ldots 4$, evidenţiază într-o formă mai simplă elementul situat pe linia α şi coloana β al matricei care rezultă din produsele matriceale indicate în interiorul acestor paranteze.

Bibliografie

[1] *Darie, S., ş.a.* Modelarea unui oscilomotor cu mişcare de translaţie, prin intermediul unui procedeu numeric de liniarizare temporală. În : E.E.A. — Electrotehnica **32**, nr. 3, 1984.

[2] *Darie, S., ş.a.* Control of a linear oscillating motor. Lausanne, Switzerland, ICEM, '84.

[3] *Darie, S., Bălan, H.* Instalaţie pentru testarea la vibraţii a echipamentelor. Partea I. Excitatori de vibraţii. În : Rev. E.E.A., Electrotehnica **33**, nr. 1, ian 1985.

[4] *Coloşi, T.* Näherungsalgebra für Systeme mit linearen und nichtlinearen Elementen. In : Regelungstechnik, Nr. 4/1978, R.F.G.

CZ 628.93.001.24 : 534.24

ILUMINAT INTERIOR
FACTORI DE LEGĂTURĂ
ILUMINARE PRIN REFLEXIE

Asupra considerării separate a fiecărui perete în calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat interior

PAUL DINCULESCU * — BUCUREŞTI

Calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat interior se efectuează frecvent pe un model simplificat al încăperii în care corpurile de iluminat sînt montate direct pe tavan ceea ce, în cazul corpurilor de iluminat suspendate, revine la a înlocui cavitatea tavan-frizã cu o suprafaţă de calcul reprezentată prin planul centrelor optice ale corpurilor de iluminat şi caracterizată printr-un factor de reflexie ρ_1 echivalent, determinat în funcţie de factorii de reflexie şi de ariile tavanului şi frizei [1]. Cei patru pereţi sînt consideraţi ca formînd o singură suprafaţă caracterizată prin acelaşi factor de reflexie ρ_3 reprezentat, de regulă, prin media ponderată pe suprafeţele componente, dacă acestea posedă factori de reflexie diferiţi. Planul util are un factor de reflexie echivalent ρ_4.

Modelul conţine, prin urmare, trei suprafeţe de calcul omogene, perfect difuzante : tavanul real sau echivalent, pereţii şi planul util.

În cele ce urmează, se va analiza modul în care echivalarea pereţilor cu o singură suprafaţă influenţează rezultatele calculului mărimilor fotometrice de bază (iluminarea şi luminanţa) pe suprafeţele încăperii.

1. Modelul de calcul cu considerarea separată a fiecărui perete

Se ataşează modelului de calcul prezentat anterior un sistem de axe triortogonal $Oxyz$. Pentru a diferenţia poziţiile pereţilor unei încăperi, lăţimea a a încăperii este plasată pe axa Ox, lungimea b — pe axa Oy, înălţimea de calcul h — pe axa Oz, iar suprafaţa pereţilor se defalcă în patru suprafeţe notate I, II, III, IV în sensul invers mişcării acelor de ceasornic (fig. 1). Rezultă în total şase suprafeţe cu ariile $A_1 = A_4 = ab$, $A_I = A_{III} = bh$, $A_{II} = A_{IV} = ah$, iar factorii de reflexie ai pereţilor se consideră diferiţi : $\rho_I \neq \rho_{II} \neq \rho_{III} \neq \rho_{IV}$.

* Conf. dr. ing. *Dinculescu P.* — Institutul politehnic — Bucureşti.

Conform recomandărilor Comisiei Internaţionale de Iluminat, se are în vedere o încăpere standard cu $\mu = b/a = 1{,}6$.

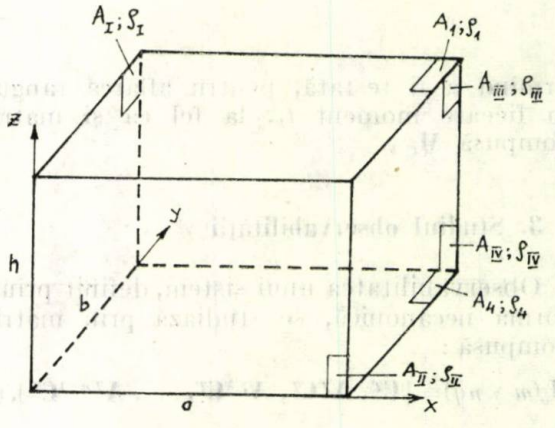


Fig. 1

Fluxurile luminoase directe pe suprafeţele perfect difuzante ale încăperii sînt Φ_{01}, Φ_{04} Φ_{0I}, Φ_{0II}, Φ_{0III}, Φ_{0IV}, iar fluxurile finale, în urma interreflexiilor — Φ_1, Φ_4, Φ_I, Φ_{II}, Φ_{III}, Φ_{IV}, cărora le corespund emitanţele luminoase M_1, M_4, M_I, M_{II}, M_{III}, M_{IV}, respectiv luminanţele L_1 L_4, L_I, L_{II}, L_{III}, L_{IV}.

2. Factorii de legătură între suprafeţele încăperii

Schimbul global de flux luminos între două din suprafeţele încăperii este evaluat prin intermediul factorilor de legătură, definiţi prin relaţiile :

$$q_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{\rho_i \Phi_i}; \quad q_{ji} = \frac{\Phi_{ji}}{\rho_j \Phi_j}, \tag{1}$$

în care Φ_i şi Φ_j sînt fluxurile finale pe cele două suprafeţe iar Φ_{ij} şi Φ_{ji} — fluxurile trimise de către o suprafaţă pe cealaltă suprafaţă (ordinea indicilor corespunzînd sensului fluxului luminos).

Factorii de legătură între cele șase suprafețe de calcul formează o matrice pătrată de ordinul 6 :

$$[q]=\begin{bmatrix} q_{11} & q_{41} & q_{11} & q_{111} & q_{1111} & q_{1V1} \\ q_{14} & q_{44} & q_{14} & q_{114} & q_{1114} & q_{1V4} \\ q_{1} & q_{41} & q_{11} & q_{111} & q_{1111} & q_{1V1} \\ q_{1II} & q_{4II} & q_{1II} & q_{11II} & q_{111II} & q_{1VII} \\ q_{1III} & q_{4III} & q_{1III} & q_{11III} & q_{1111III} & q_{1VIII} \\ q_{1IV} & q_{4IV} & q_{1IV} & q_{11IV} & q_{1111IV} & q_{1VIV} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Ținînd seama că factorii de legătură proprii pentru suprafețele plane sînt nuli :

$$q_{11} = q_{44} = q_{11} = q_{11II} = q_{111III} = q_{1VIV} = 0, \quad (3)$$

precum și de considerente de simetrie :

$$q_{41} = q_{14};\ q_{11} = q_{14} = q_{111\,4} = q_{1111};$$

$$q_{11\,1} = q_{11\,4} = q_{1V\,1} = q_{1V\,4},$$

$$q_{11} = q_{41} = q_{1\,111} = q_{4\,111};\ q_{1\,11} = q_{4\,11} = q_{1\,1V} = q_{4\,1V},$$

$$q_{1\,11} = q_{1\,1V} = q_{111\,11} = q_{111\,1V};\ q_{1\,111} = q_{111\,1};$$

$$q_{11\,1V} = q_{1V\,11},$$

$$q_{111\,1} = q_{1V\,1} = q_{11\,111} = q_{1V\,111}, \quad (4)$$

elementele distincte nenule ale matricei $[q]$ sînt în număr de 9.

Calculul factorilor de legătură poate fi efectuat relativ simplu [2], întrucît intervin fie suprafețe paralele, fie suprafețe perpendiculare. Relațiile de calcul pot fi scrise în funcție de mărimile relative $X = a/h$ și $Y = b/h$ care, pentru un raport $\mu = b/a$ dat, se pot exprima în funcție de μ și de indicele instalației K [3] :

$$X = K\frac{\mu+1}{\mu};\quad Y = K(\mu+1). \quad (5)$$

Dintre cei nouă factori de legătură menționați numai șase sînt independenți deoarece, din egalitatea coeficienților de schimb între două suprafețe [2], rezultă :

$$q_{1\,11} = \frac{1}{\mu}q_{111},$$

$$q_{14} = K\frac{\mu+1}{\mu}q_{41}, \quad (6)$$

$$q_{11\,4} = K(\mu+1)\,q_{4\,11}.$$

În acest mod, devine posibilă precalcularea și tabelarea factorilor de legătură pentru toate suprafețele, în funcție de indicele instalației (tabelul 1).

3. Factorii de poziție pentru punctele din planul util

Componenta reflectată a iluminării într-un punct $P(x, y)$ din planul util se determină în raport cu fiecare suprafață care trimite flux luminos pe planul util, prin factorul de poziție $p(x, y)$ definit prin relația :

$$p(x,y) = \frac{E_i(x,y)}{M_i} = \frac{E_i(x,y)}{\pi L_i}, \quad (7)$$

unde $E_i(x, y)$ este iluminarea produsă în punctul P de suprafața S_i, caracterizată prin emitanța luminoasă M_i, respectiv luminanța L_i.

Avînd în vedere că suprafețele respective sînt suprafețe perfect difuzante, paralele sau perpen-

Tabelul 1

Factori de legătură între suprafețele încăperii

K	$q_{1\,111}$ $q_{111\,1}$	$q_{11\,1V}$ $q_{1V\,11}$	$q_{11\,1}$ $q_{11\,111}$ $q_{1V\,1}$ $q_{111\,1V}$	$q_{1\,11}$ $q_{111\,11}$ $q_{1V\,111}$ $q_{11\,1V}$	$q_{4\,11}$ $q_{4\,1V}$ $q_{1\,11}$ $q_{1\,1V}$	$q_{4\,1}$ $q_{4\,111}$ $q_{1\,1}$ $q_{1\,111}$	q_{41} q_{14}	$q_{1\,11}$ q_{14} $q_{111\,1}$ $q_{111\,4}$	$q_{11\,1}$ $q_{11\,4}$ $q_{1V\,1}$ $q_{1V\,4}$
0,6	0,265	0,102	0,227	0,142	0,142	0,231	0,253	0,226	0,222
0,8	0,215	0,080	0,202	0,126	0,124	0,205	0,342	0,266	0,258
1,0	0,180	0,065	0,182	0,113	0,110	0,182	0,415	0,296	0,286
1,25	0,149	0,053	0,162	0,101	0,096	0,160	0,489	0,324	0,312
1,5	0,126	0,045	0,146	0,091	0,085	0,142	0,547	0,345	0,331
2,0	0,097	0,034	0,123	0,077	0,069	0,115	0,631	0,374	0,360
2,5	0,078	0,027	0,107	0,067	0,058	0,097	0,689	0,394	0,379
3,0	0,065	0,023	0,095	0,060	0,050	0,084	0,732	0,408	0,393
4,0	0,049	0,017	0,079	0,049	0,040	0,066	0,789	0,426	0,413
5,0	0,039	0,014	0,067	0,042	0,033	0,054	0,827	0,438	0,426
10,0	0,020	0,007	0,040	0,025	0,018	0,029	0,908	0,465	0,456

diculare față de planul util, pe baza definiției (7) se deduc relații de calcul valabile pentru orice punct din planul util [2], care se pot exprima [3] în funcție de mărimile relative :

$$X = K\frac{\mu+1}{\mu}\cdot\frac{x}{a};\quad Y = K(\mu+1)\frac{y}{b}. \tag{8}$$

Pentru facilitarea calculului iluminării reflectate, factorii de poziție sînt precalculați și se tabelează pentru coordonate x, y reprezentînd zecimi din dimensiunile a, respectiv b, ale planului util ($x/a = 0$; 0,1 ; 0,2 ; ... ; 1 și $y/b = 0$; 0,1 ; 0,2 ; ... ; 1). În acest scop, pe planul util se consideră o rețea rectangulară, iar coordonatele nodurilor rețelei (x, y) se notează, în ordinea indicată, cu cifrele 0, 1, 2, ..., 10 pe fiecare axă sau cu o combinație literă-cifră (fig. 2).

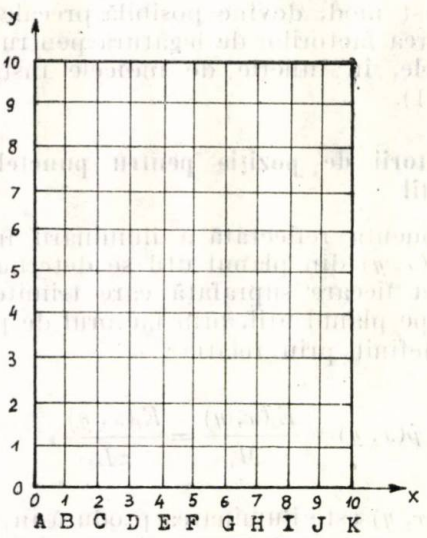


Fig. 2

În cazul încăperilor dreptunghiulare, pentru extragerea cu ușurință a factorilor de poziție corespunzători oricărui punct, se recomandă tabelarea acestora pentru toate nodurile rețelei, deși există simetrii evidente : factorii de poziție față de tavan sînt distincți numai pentru un sfert din suprafața planului util, iar factorii de poziție față de pereții paraleli — pentru jumătate din suprafața respectivă, dar nu aceeași pentru cele două perechi de pereți. Echivalarea poziției unui punct față de ceilalți pereți cu poziția sa față de unul dintre pereți, menționată în [3], nu este valabilă decît în cazul unei suprafețe pătrate și, prin urmare, tabelarea factorilor de poziție pentru un singur perete nu este suficientă (exemplele de echivalență din tabelul 4 din [3] trebuie și ele corectate, în principal, prin inversarea coloanelor 3 și 5).

Un extras dintr-un astfel de tabel precalculat este prezentat în tabelul 2.

Pentru puncte intermediare se folosește interpolarea liniară.

4. Calculul fluxurilor, emitanțelor luminoase și luminanțelor finale pe suprafețele încăperii

Fluxul luminos final, stabilizat pe suprafața S_i în urma interreflexiilor între cele șase suprafețe ale încăperii, este dat de expresia :

$$\Phi_i = \Phi_{oi} + \sum_{j=1}^{5}\Phi_{ji} = \Phi_{oi} + \sum_{j=1}^{5} q_{ji}\rho_j\Phi_j. \tag{9}$$

Scriind ecuația (9) pentru fiecare suprafață din modelul considerat, se obține sistemul :

$$[\Phi_0] = [\alpha]\cdot[\Phi], \tag{10}$$

Tabelul 2

Factori de poziție ai planului util față de tavan și pereți

K	y	Suprafața emițătoare	x										
			A 0	B 1	C 2	D 3	E 4	F 5	G 6	H 7	I 8	J 9	K 10
		1	0,307	0,361	0,407	0,441	0,463	0,470	0,463	0,441	0,407	0,361	0,307
		I	0,500	0,399	0,310	0,238	0,182	0,141	0,110	0,087	0,069	0,056	0,045
	2	II	0,130	0,166	0,195	0,214	0,224	0,227	0,224	0,214	0,195	0,166	0,130
		III	0,045	0,056	0,069	0,087	0,110	0,141	0,182	0,238	0,310	0,399	0,500
		IV	0,018	0,019	0,020	0,021	0,021	0,021	0,021	0,021	0,020	0,019	0,018
		1	0,337	0,396	0,447	0,485	0,509	0,516	0,509	0,485	0,447	0,396	0,337
		I	0,500	0,409	0,326	0,256	0,199	0,154	0,121	0,095	0,076	0,061	0,049
	3	II	0,090	0,108	0,124	0,136	0,143	0,145	0,143	0,136	0,124	0,108	0,090
		III	0,049	0,061	0,076	0,095	0,121	0,154	0,199	0,256	0,326	0,409	0,500
1		IV	0,023	0,025	0,027	0,028	0,029	0,030	0,029	0,028	0,027	0,025	0,023
		1	0,359	0,421	0,475	0,516	0,541	0,549	0,541	0,516	0,475	0,421	0,359
		I	0,500	0,414	0,334	0,265	0,209	0,164	0,129	0,102	0,081	0,065	0,053
	5	II	0,044	0,050	0,055	0,059	0,061	0,062	0,061	0,059	0,055	0,050	0,044
		III	0,053	0,065	0,081	0,102	0,129	0,164	0,209	0,265	0,334	0,414	0,500
		IV	0,044	0,050	0,055	0,059	0,061	0,062	0,061	0,059	0,055	0,050	0,044

cu soluția :

$$[\Phi] = [\alpha]^{-1} \cdot [\Phi_0], \tag{11}$$

unde :

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_4 \\ \Phi_{\mathrm{I}} \\ \Phi_{\mathrm{II}} \\ \Phi_{\mathrm{III}} \\ \Phi_{\mathrm{IV}} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_0] = \begin{bmatrix} \Phi_{01} \\ \Phi_{04} \\ \Phi_{0\,\mathrm{I}} \\ \Phi_{0\,\mathrm{II}} \\ \Phi_{0\,\mathrm{III}} \\ \Phi_{0\,\mathrm{IV}} \end{bmatrix}, \tag{12}$$

$$[\alpha] = \begin{bmatrix} 1 & -\rho_4 q_{14} & -\rho_{\mathrm{I}} q_{\mathrm{I}4} & -\rho_{\mathrm{II}} q_{\mathrm{II}4} & -\rho_{\mathrm{III}} q_{\mathrm{I}4} & -\rho_{\mathrm{IV}} q_{\mathrm{II}4} \\ -\rho_1 q_{14} & 1 & -\rho_{\mathrm{I}} q_{\mathrm{I}4} & -\rho_{\mathrm{II}} q_{\mathrm{II}4} & -\rho_{\mathrm{III}} q_{\mathrm{I}4} & -\rho_{\mathrm{IV}} q_{\mathrm{II}4} \\ -\rho_1 q_{4\,\mathrm{I}} & -\rho_4 q_{4\,\mathrm{I}} & 1 & -\rho_{\mathrm{II}} q_{\mathrm{III}} & -\rho_{\mathrm{III}} q_{\mathrm{III}} & -\rho_{\mathrm{IV}} q_{\mathrm{II}} \\ -\rho_1 q_{4\,\mathrm{II}} & -\rho_4 q_{4\,\mathrm{II}} & -\rho_{\mathrm{I}} q_{\mathrm{II}} & 1 & -\rho_{\mathrm{III}} q_{\mathrm{I}\,\mathrm{II}} & -\rho_{\mathrm{IV}} q_{\mathrm{IV}\,\mathrm{II}} \\ -\rho_1 q_{4\,\mathrm{I}} & -\rho_4 q_{4\,\mathrm{I}} & -\rho_{\mathrm{I}} q_{\mathrm{III}} & -\rho_{\mathrm{II}} q_{\mathrm{II}} & 1 & -\rho_{\mathrm{IV}} q_{\mathrm{II}} \\ -\rho_1 q_{4\,\mathrm{II}} & -\rho_4 q_{4\,\mathrm{II}} & -\rho_{\mathrm{I}} q_{\mathrm{I}\,\mathrm{II}} & -\rho_{\mathrm{II}} q_{\mathrm{IV}\,\mathrm{II}} & -\rho_{\mathrm{III}} q_{\mathrm{II}\,\mathrm{III}} & 1 \end{bmatrix}^{-1}. \tag{13}$$

În expresia (13) s-a ținut seama de simetriile factorilor de legătură.

Fluxurile luminoase directe se consideră uniform distribuite pe suprafețe.

Pentru tavan și pentru planul util rezultă :

$$\Phi_{01} = \Phi_{\cap},$$
$$\Phi_{04} = R_d \Phi_{\cup}, \tag{14}$$

unde $\Phi_{\cap}$ și $\Phi_{\cup}$ reprezintă fluxurile luminoase instalate, corespunzătoare emisferelor superioară respectiv inferioară, iar R_d este raportul direct al instalației de iluminat.

În cazul corpurilor de iluminat simetrice, amplasate regulat și simetric, pereții sînt iluminați uniform ; fluxul direct primit de aceștia fiind :

$$\Phi_{03} = (1 - R_d)\Phi_{\cup}, \tag{15}$$

fluxul corespunzător fiecărui perete este proporțional cu aria respectivă. Întrucît :

$$\frac{A_{\mathrm{I}}}{A_3} = \frac{bh}{2h(a+b)} = \frac{\mu}{2(\mu+1)}$$

și :

$$\frac{A_{\mathrm{II}}}{A_3} = \frac{ah}{2h(a+b)} = \frac{1}{2(\mu+1)},$$

rezultă :

$$\Phi_{0\,\mathrm{I}} = \Phi_{0\,\mathrm{III}} = \frac{\mu}{2(\mu+1)} \Phi_{03},$$

$$\Phi_{0\,\mathrm{II}} = \Phi_{0\,\mathrm{IV}} = \frac{1}{2(\mu+1)} \Phi_{03}. \tag{16}$$

În cazul considerării pereților ca o singură suprafață, matricea $[\alpha]$ devine :

$$[\alpha] = \begin{bmatrix} 1 & -q_{31}\rho_{m3} & -q_{14}\rho_4 \\ -q_{13}\rho_1 & -q_{33}\rho_{m3} & -q_{13}\rho_4 \\ -q_{14}\rho_1 & -q_{31}\rho_{m3} & 1 \end{bmatrix}, \tag{17}$$

iar elementele sale pot fi exprimate numai în funcție de factorul de legătură între tavan și planul util :

$$q_{13} = q_{43} = 1 - q_{14},$$
$$q_{31} = q_{34} = (1 - q_{14})\frac{K}{2}, \tag{18}$$
$$q_{33} = 1 = (1 - q_{11})\,K.$$

Avînd în vedere că $A_{\mathrm{I}} = A_{\mathrm{III}}$, $A_{\mathrm{II}} = A_{\mathrm{IV}}$, factorul de reflexie mediu al pereților se exprimă prin relația :

$$\rho_{m3} = \frac{A_{\mathrm{I}}\rho_{\mathrm{I}} + A_{\mathrm{II}}\rho_{\mathrm{II}} + A_{\mathrm{III}}\rho_{\mathrm{III}} + A_{\mathrm{IV}}\rho_{\mathrm{IV}}}{A_3} =$$

$$= \frac{A_{\mathrm{I}}}{A_3}(\rho_{\mathrm{I}} + \rho_{\mathrm{III}}) + \frac{A_{\mathrm{II}}}{A_3}(\rho_{\mathrm{II}} + \rho_{\mathrm{IV}}),$$

sau, în funcție de raportul laturilor planului util :

$$\rho_{m3} = \frac{\mu}{2(\mu+1)}(\rho_{\mathrm{I}} + \rho_{\mathrm{III}}) + \frac{1}{2(\mu+1)}(\rho_{\mathrm{II}} + \rho_{\mathrm{IV}}). \tag{19}$$

Matricea $[\alpha]$ fiind o matrice cu elemente numerice, inversarea ei se face relativ simplu, ceea ce permite obținerea soluției numerice a sistemului (10).

Emitanțele luminoase și luminanțele finale ale suprafețelor, vor fi :

$$M_1 = \frac{\rho_1 \Phi_1}{A_1}; \quad L_1 = \frac{M_1}{\pi}, \tag{20}$$

$$M_I = \frac{\rho_I \Phi_I}{A_I}; \quad L_I = \frac{M_I}{\pi} \text{ etc.}$$

5. Exemplu de calcul al fluxurilor luminoase și luminanțelor

Instalația de iluminat dintr-o încăpere cu dimensiunile : $a = 4{,}87$ m, $b = 7{,}8$ m, $h = 3$ m ($K = 1$), realizată cu corpuri de iluminat mixt ($N_4 = 0{,}54$, $R_d = 0{,}39$) furnizează fluxurile directe : $\Phi_{01} = 12\,510$ lm, $\Phi_{03} = 8\,940$ lm, $\Phi_{04} = 5\,730$ lm. Se consideră $\rho_1 = 0{,}7$, $\rho_4 = 0{,}1$, trei combinații de factori de reflexie ai pereților :

A. $\rho_I = \rho_{II} = \rho_{III} = \rho_{IV} = 0{,}5$; $\rho_{m3} = 0{,}5$;

B. $\rho_I = \rho_{III} = 0{,}375$; $\rho_{II} = \rho_{IV} = 0{,}7$; $\rho_{m3} = 0{,}5$;

C. $\rho_I = 0{,}1$; $\rho_{II} = \rho_{III} = 0{,}3$; $\rho_{IV} = 0{,}7$; $\rho_{m3} = 0{,}227$

și trei combinații de fluxuri directe pe pereți :

a. $\Phi_{03} = 8\,940$ lm ;

b. $\Phi_{0\,I} = \Phi_{0\,III} = 2\,753$ lm ; $\Phi_{0\,II} = \Phi_{0\,IV} = 1\,716$ lm (distribuție simetrică) ;

c. $\Phi_{0\,I} = \Phi_{0\,II} = 2\,000$ lm ; $\Phi_{0\,III} = 2\,140$ lm ; $\Phi_{0\,IV} = 2\,800$ lm (distribuție asimetrică).

Calculul fluxurilor luminoase și luminanțelor finale pentru situațiile menționate conduce la rezultatele din tabelul 3.

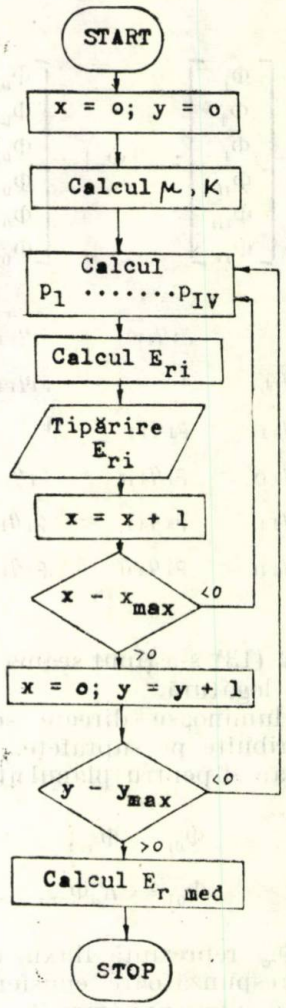


Fig. 3

Tabelul 3

Fluxurile luminoase și luminanțele finale pe suprafețele încăperii

Combinația ρ	Combinația Φ_0	$\frac{\Phi_I}{\Phi_{01}}$	$\frac{\Phi_4}{\Phi_{04}}$	$\frac{\Phi_I}{\Phi_{0I}}$	$\frac{\Phi_{II}}{\Phi_{0II}}$	$\frac{\Phi_{III}}{\Phi_{0III}}$	$\frac{\Phi_{IV}}{\Phi_{0IV}}$	L_1	L_4	L_I cd/m²	L_{II}	L_{III}	L_{IV}
	a	1,29	2,34		2,30			94,4	11,2		42,3		
A	*b*	1,28	2,34	2,30	2,29	2,30	2,29	94,2	11,2	43,0	42,9	43,0	42,9
	c	1,28	2,34	2,82	2,09	2,69	1,77	94,2	11,2	38,3	45,6	39,2	54,0
	a	1,29	2,34		2,26			94,2	11,2		42,3		
B	*b*	1,28	2,33	2,33	2·22	2,33	2,22	93,9	11,2	32,8	58,1	32,8	58,1
	c	1,29	2,36	2,92	2,06	2,79	1,74	94,9	11,3	29,8	62,7	30,5	74,4
	a	1,15	1,98		1,96			82,4	9,5		20,3		
C	*b*	1,15	1,97	2,02	2,10	1,95	1,90	84,3	9,5	7,5	21,6	21,9	35,5
	c	1,16	2,00	2,45	1,80	2,28	1,55	85,0	9,6	6,7	23,6	19,9	47,2

Legendă : A. $\rho_I = \rho_{II} = \rho_{III} = \rho_{IV} = 0{,}5$; $\rho_{m3} = 0{,}5$
B. $\rho_I = \rho_{III} = 0{,}375$; $\rho_{II} = \rho_{IV} = 0{,}7$; $\rho_{m3} = 0{,}5$
C. $\rho_I = 0{,}1$; $\rho_{II} = \rho_{III} = 0{,}3$; $\rho_{IV} = 0{,}7$; $\rho_{m3} = 0{,}227$

a. $\Phi_{03} = 8\,940$ lm
b. $\Phi_{0I} = \Phi_{0III} = 2\,753$ lm ; $\Phi_{0II} = \Phi_{0IV} = 1716$ lm
c. $\Phi_{0I} = \Phi_{0II} = 2\,000$ lm ; $\Phi_{0III} = 2\,140$ lm ; $\Phi_{0IV} = 2\,800$ lm

$\Phi_{01} = 12\,500$ lm ; $\Phi_{04} = 5\,730$ lm
$\rho_1 = 0{,}7$ $\rho_4 = 0{,}1$

6. Calculul componentei reflectate a iluminării pe planul util

Pornind de la definiția factorului de poziție (7)' componenta reflectată a iluminării într-un punct de pe planul util este dată de relația :

$$E_r(x, y) = \sum_{i=1}^{5} p_i(x, y) \cdot M_i = p_1 M_1 + p_I M_I + p_{II} M_{II} + p_{III} M_{III} + p_{IV} M_{IV}. \quad (21)$$

Factorii de poziție se extrag din tabelul 2. În vederea calculului iluminării în toate punctele planului util, desemnate conform figurii 2, se întocmește un program de calcul pe un microcalculator programabil, utilizînd organigrama din figura 3.

Pentru încăperea considerată în paragraful 5 și pentru combinațiile de factori de reflexie și fluxuri directe **C**, *a*, *b*, *c*, rezultatele calculului sînt redate în tabelul 4. Valorile medii ale componentei reflectate a iluminării în cele trei cazuri sînt respectiv : 142,6 lx, 142,1 lx și 146,5 lx.

7. Observații și concluzii

— Pentru aceeași distribuție a fluxurilor directe pe tavan și pe planul util și același factor de reflexie mediu al pereților, fluxurile luminoase finale și luminanțele tavanului și planului util nu sînt influențate, practic, de diferențele între factorii de reflexie ai pereților și de asimetria iluminării directe a acestora.

— Creșterea fluxurilor luminoase pe pereți, prin interreflexii, față de fluxurile directe sînt diferite, în special la iluminarea directă asimetrică, diferența manifestîndu-se inclusiv cînd factorii de reflexie ai pereților sînt aceeași (cazul **A**, **c**) și accentuîndu-se o dată cu diferențierea factorilor de reflexie și cu asimetria iluminării directe.

— Luminanțele pereților sînt diferite dacă factorii de reflexie ai pereților sînt diferiți, chiar dacă factorul de reflexie mediu este același

Tabelul 4

a) $x \rightarrow$, $y \downarrow$

y \ x	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	105.3	112.0	117.8	122.2	124.8	125.8	124.8	122.2	117.8	112.0	105.3
1	116.6	125.6	133.4	139.3	142.8	144.0	142.8	139.3	133.4	125.6	116.6
2	125.8	136.5	145.8	152.8	157.0	158.5	157.0	152.8	145.8	136.5	125.8
3	131.8	143.7	153.9	161.6	166.3	167.9	166.3	161.6	153.9	143.7	131.8
4	135.2	147.5	158.2	166.3	171.2	172.9	171.2	166.3	158.2	147.5	135.2
5	136.2	148.7	159.6	167.8	172.8	174.5	172.8	167.8	159.6	148.7	136.2
6	135.2	147.5	158.2	166.3	171.2	172.9	171.2	166.3	158.2	147.5	135.2
7	131.8	143.7	153.9	161.6	166.3	167.9	166.3	161.6	153.9	143.7	131.8
8	125.8	136.5	145.8	152.8	157.0	158.5	157.0	152.8	145.8	136.5	125.8
9	116.6	125.6	133.4	139.3	142.8	144.0	142.8	139.3	133.4	125.6	116.6
10	105.3	112.0	117.8	122.2	124.8	125.8	124.8	122.2	117.8	112.0	105.3

b) $x \rightarrow$, $y \downarrow$

y \ x											
0	90.6	106.1	113.4	110.2	123.0	124.9	124.8	122.8	119.0	113.7	107.6
1	98.0	112.8	124.7	133.4	139.0	141.7	141.7	139.1	134.0	127.0	118.7
2	107.1	122.1	135.1	145.2	151.9	155.1	155.1	152.0	146.0	137.5	127.5
3	113.3	128.9	142.7	153.4	160.6	164.1	164.1	160.6	153.9	144.6	133.6
4	116.9	133.0	147.1	158.2	165.6	169.3	169.2	165.5	158.5	148.7	137.1
5	118.5	134.8	149.1	160.3	167.9	171.6	171.5	167.7	160.5	150.5	138.6
6	118.2	134.6	149.0	160.3	167.8	171.5	171.4	167.6	160.4	150.3	138.4
7	116.2	132.6	146.9	158.1	165.5	169.2	169.0	165.3	158.2	148.2	136.5
8	112.0	128.5	142.8	153.6	160.7	164.1	164.0	160.4	153.6	144.0	132.4
9	105.4	123.8	137.7	147.3	153.4	156.2	156.1	153.0	147.0	138.0	126.1
10	105.0	127.5	134.8	140.5	144.4	146.2	146.1	144.1	140.3	135.1	121.9

c) $x \rightarrow$, $y \downarrow$

y \ x											
0	92.3	109.4	116.8	122.7	126.5	128.4	128.2	126.0	121.9	116.4	107.9
1	98.6	114.4	126.9	135.9	141.6	144.3	144.1	141.1	135.5	127.5	117.7
2	107.6	123.2	136.7	147.1	153.9	157.2	156.9	153.4	146.7	137.4	126.4
3	113.8	129.9	144.1	155.1	162.4	165.9	165.6	161.7	154.5	144.4	132.5
4	117.6	134.1	148.7	160.0	167.6	171.2	170.9	166.8	159.2	148.6	136.2
5	119.5	136.3	151.1	162.6	170.3	174.0	173.7	169.4	161.6	150.8	138.0
6	119.8	136.9	151.9	163.6	171.3	175.0	174.6	170.3	162.4	151.4	138.4
7	118.7	136.1	151.3	163.1	170.8	174.5	174.0	169.7	161.7	150.5	137.4
8	115.9	134.1	149.7	161.4	169.4	172.4	172.0	167.7	159.7	148.4	134.8
9	111.3	133.1	149.0	159.6	166.1	169.0	168.6	164.9	157.6	146.2	130.4
10	116.7	145.7	153.1	158.9	162.8	164.6	164.4	162.2	158.2	152.7	132.3

(cazurile **A** ; **B**), iar la iluminare directă asimetrică diferă inclusiv la pereți cu același factor de reflexie (cazul **B**, **c** — pereții II și IV). Este posibil deci ca o instalație de iluminat considerată corespunzătoare din punctul de vedere al eșalonării luminanțelor suprafețelor atunci cînd se asimilează pereții cu o singură suprafață să fie, de fapt, necorespunzătoare ; de exemplu, în cazul **C**, **c** luminanțele tavanului și pereților se găsesc în raportul 4,06 : 1 față de luminanța medie a pereților și 12,69 : 1 pentru peretele I, iar luminanțele pereților adiacenți IV și I sînt în raportul 7,04 : 1.

— Dacă pereții sînt asimilați cu o singură suprafață, componenta reflectată a iluminării este simetrică față de axele de simetrie ale planului util, fiind necesar calculul numai pentru punctele dintr-un sfert al suprafeței respective ; iluminarea maximă este în centrul încăperii iar gradul de neuniformitate este minim (în exemplul analizat, $E_{r\,max}/E_{r\,min}$ este cel mult 1,66 pentru colțurile încăperii și scade la 1,39 în imediata vecinătate a pereților).

— În cazul factorilor de reflexie diferiți ai pereților, iluminarea reflectată este asimetric distribuită în punctele planului util, chiar la iluminare directă simetrică, dar gradul de neuniformitate nu crește sensibil (1,89 respectiv 1,53) față de considerarea pereților ca o singură suprafață, iar iluminarea medie este practic aceeași.

— Componenta reflectată a iluminării poate să accentueze gradul de neuniformitate al iluminării totale rezultat din distribuția componentei directe.

— Considerarea separată a fiecărui perete este, deci, utilă numai în cazul aprecierii contrastului de luminanțe între suprafețele încăperii sau pe suprafața planului util.

— Utilizarea factorilor de legătură și a factorilor de poziție permite calculul iluminării, global sau în diferite puncte ale planului util, atunci cînd sursa de lumină este constituită din unul sau mai mulți pereți (panouri luminoase mari sau pereți cu ferestre în cazul iluminatului natural).

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Determinarea factorului de utilizare pentru instalațiile de iluminat interior. In : E.E.A. — Electrotehnica, **31**, nr. 8, nov. 1983, p. 313.

[2] *Dinculescu, P.* Schimbul de flux luminos între suprafețe în instalațiile de iluminat. In : Lucrările Conf. Naț. de Electrotehnică și Electroenergetică, Timișoara, 1982, **vol. 7**, p. 23.

[3] *Dinculescu, P.* Indicatori cantitativi pentru interreflexiile în instalațiile de iluminat interior. În : Lucrările Conf., Naț. de Electrotehnică și Electroenergetică, Timișoara 1982, **vol. 7**, p. 33.

CZ 538.531.2 : 512.831

CIRCUITE ELECTRICE
PROIECTORI DE STRUCTURĂ

Generarea proiectorilor de structură ai circuitelor electrice

PAUL CRISTEA, NICOLAE NICOARĂ * — BUCUREȘTI

1. Introducere

Proprietăți remarcabile pentru analiza circuitelor electrice prezintă o clasă particulară de operatori liniari — proiectorii — operatori autoadjuncți, avînd proprietatea de idempotență.

În cazul circuitelor electrice, relațiile dintre intensitățile, respectiv tensiunile laturilor impuse de structura topologică a circuitului pot fi reflectate sintetic de proiectori, determinați în funcție de matricele de incidență ale laturilor la secțiuni, respectiv la bucle.

Sînt menționate, în continuare, cîteva dintre caracteristicile proiectorilor.

Dacă $\mathbb{P}$ este un proiector definit pe un spațiu vectorial L, cu $R(\mathbb{P}) = S$, $Ker\,(P) = B$, atunci S, B sînt subspații independente ale spațiului L, a căror sumă directă este L. Se spune că P proiectează L pe S, paralel cu B.

Oricărui proiector $\mathbb{P}$ îi corespunde un proiector complementar $\overline{\mathbb{P}}$, determinat de relațiile $R(\overline{\mathbb{P}}) = Ker\,(\mathbb{P})$, $Ker\,(\overline{\mathbb{P}}) = R(\mathbb{P})$.

Sînt evidente relațiile $\overline{\overline{\mathbb{P}}} = \mathbb{P}$, $\mathbb{P} + \overline{\mathbb{P}} = \mathbf{1}$.

Doi proiectori $\mathbb{P}'$, $\mathbb{P}''$ sînt ortogonali dacă $\mathbb{P}'\mathbb{P}'' = 0$, $\mathbb{P}''\mathbb{P}' = 0$, deci dacă $R(\mathbb{P}'') \subset Ker(\mathbb{P}')$, $Ker(\mathbb{P}'') \subset R(\mathbb{P}')$. În particular, proiectorii complementari sînt ortogonali.

În general, un operator liniar care aplică un spațiu vectorial n — dimensional S_n într-un spațiu S_m, m — dimensional, poate fi reprezentat printr-o matrice $\mathbb{A}$. O astfel de matrice $m \times n$, de rang $r = \min(m, n)$, poate fi descompusă în m vectori linie $\vec{A}^i$, $i = 1, 2, \ldots m$, respectiv în n vectori coloană $\vec{A}_j$, $j = 1, 2, \ldots, n$:

$$\mathbb{A} = [\vec{A}_{ij}] = \begin{bmatrix} \vec{A}^{1T} \\ \vec{A}^{T}_{2} \\ \cdot \\ \vdots \\ \vec{A}^{T}_{m} \end{bmatrix} = [A_1, A_2, \ldots A_n].$$

* Institutul politehnic — București.

Vectorii linie $\vec{A}^i$, aparținînd spațiului S_n, generează un subspațiu r — dimensional (al liniilor) $S_l = \left\{ \vec{V}^l \mid \vec{V}^l = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \vec{A}_i \right\}$, $S_l \subseteq S_n$. Similar, vectorii coloană $\vec{A}_j$, aparținînd spațiului S_m, generează un subspațiu r — dimensional (al coloanelor) $S_c = \left\{ \vec{V}_c \mid \vec{V}_c = \sum_{j=1}^{m} \beta_j \vec{A}_j \right\}$, $S_c \subseteq S_m$.

Evident $\mathbb{A} : S_n \to S_c$, $\mathbb{A}^T : S_m \to S_l$.

În analiza circuitelor electrice intervin, de obicei, matrice $\vec{\mathbb{A}}$, pentru care $r = m < n$, astfel încît $S_c \equiv S_m$, iar setul de vectori linie $\vec{A}^i$ sînt liniar independenți și formează o bază în S_l.

În acest caz aplicația $\mathbb{A}\mathbb{A}^T : S_m \to S_c$ este bijectivă, deci matricea $(m \times m)$ $\mathbb{A}\mathbb{A}^T$ este inversabilă și se poate construi inversa $\mathbb{A}^+ = \mathbb{A}_d^{-1} = \mathbb{A}^T(\mathbb{A}\mathbb{A}^T)^{-1} : S_m \to S_l$ a restricției $\mathbb{A} : S_l \to S_c$, care reprezintă inversa generalizată (pe dreapta) a transformării inițiale $\mathbb{A} : S_n \to S_c$. Se observă că $\mathbb{A}\mathbb{A}^+ = \mathbb{1}_m : S_m \to S_m$ este transformarea identică din spațiul S_m, iar $\mathbb{P}_{S_l} = \mathbb{A}^+\mathbb{A} : S_n \to S_l$ este proiectorul spațiului S_n pe subspațiul S_l.

2. Proiectorii de structură topologică ai circuitelor electrice

La un circuit electric, matricele de incidență ce descriu structura topologică a circuitului determină totodată o diviziune a spatiului vectorial L — dimensional S_L al laturilor (L — numărul laturilor) în subspațiile ortogonale suplementare S_S — subspațiul $(N-1)$ dimensional al secțiunilor, generat de vectorii linie ai matricei de incidență a laturilor la secțiuni, $\mathbb{C}_{BL}$, respectiv S_B — subspațiul $(B = L - N + 1)$ dimensional al buclelor fundamentale, generat de vectorii linie ai matricei de incidență $\mathbb{C}_{SL}$ a laturilor la bucle (N = numărul nodurilor).

Proiectorii spațiului laturilor pe cele două subspații sînt:

$$\mathbb{P}_S = \mathbb{C}_{SL}^{+}\mathbb{C}_{SL} \quad (2.1) \qquad \mathbb{P}_B = \mathbb{C}_{SL}^{+}\mathbb{C}_{BL} \quad (2.2) \qquad \mathbb{P}_S + \mathbb{P}_B = \mathbb{1}_L, \quad (2.3)$$

cu:

$$\mathbb{C}_{SL}^{+} = \mathbb{C}_{SL}^{T} \cdot \mathbb{C}_{SS}^{-1}, \quad \mathbb{C}_{SS} = \mathbb{C}_{SL} \cdot \mathbb{C}_{SL}^{T}, \quad (2.4)$$

$$\mathbb{C}_{BL}^{+} = \mathbb{C}_{BL}^{T} \cdot \mathbb{C}_{BB}^{-1}, \quad \mathbb{C}_{BB} = \mathbb{C}_{BL} \cdot \mathbb{C}_{BL}^{T}. \quad (2.5)$$

Matricele de incidență a laturilor la secțiuni, respectiv la bucle se pot exprima în funcție de matricea $(a \times c)$ a incidențelor esențiale ale grafului, $/\!\!\wedge$ și transpusa ei:

$$\mathbb{C}_{SL} = \left[\, \mathbb{1}_a \mid /\!\!\wedge \,\right] \quad (2.6)$$

$$\mathbb{C}_{BL} = \left[\, /\!\!\wedge^T \mid -\mathbb{1}_c \,\right] \quad (2.7)$$

unde $a = N - 1$, $c = L - N + 1$, ceea ce permite și exprimarea proiectorilor sub formă partiționată:

$$\mathbb{P}_B = \begin{bmatrix} /\!\!\wedge \\ -\mathbb{1}_c \end{bmatrix} \left(\mathbb{1}_c + /\!\!\wedge^T /\!\!\wedge \right)^{-1} \left[\, /\!\!\wedge^T \mid -\mathbb{1}_c \,\right] = \begin{array}{c} \\ a \\ c \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} a & c \end{array} \\ \begin{bmatrix} \mathbb{P}_B^{aa} & \mathbb{P}_B^{ac} \\ \mathbb{P}_B^{ca} & \mathbb{P}_B^{cc} \end{bmatrix} \end{array} \quad (2.8)$$

$$\mathbb{P}_S = \begin{bmatrix} \mathbb{1}_a \\ /\!\!\wedge^T \end{bmatrix} \left(\mathbb{1}_a + /\!\!\wedge /\!\!\wedge^T \right)^{-1} \left[\, \mathbb{1}_a \mid /\!\!\wedge \,\right] = \begin{array}{c} \\ a \\ c \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} a & c \end{array} \\ \begin{bmatrix} \mathbb{P}_S^{aa} & \mathbb{P}_S^{ac} \\ \mathbb{P}_S^{ca} & \mathbb{P}_S^{cc} \end{bmatrix} \end{array} \quad (2.9)$$

Se observă că în cazul proiectorului pe subspațiul secțiunilor, $\mathbb{P}_S$, este suficient calculul submatricei $\mathbb{P}_S^{aa}$, celelalte submatrice rezultînd din prima:

$$\mathbb{P}_S^{aa} = \mathbb{C}_{SS}^{-1} = (\mathbb{1}_a + /\!\!\wedge /\!\!\wedge^T)^{-1}, \quad (2.10)$$

$$\mathbb{P}_S^{ac} = \mathbb{P}_S^{aa} \cdot /\!\!\wedge \; ; \; \mathbb{P}_S^{ca} = \mathbb{P}_S^{acT} \; ; \; \mathbb{P}_S^{cc} = /\!\!\wedge^T \mathbb{P}_S^{aa} /\!\!\wedge \quad (2.11)$$

Similar, în cazul proiectorului pe subspațiul buclelor, $\mathbb{P}_B$, este suficient calculul submatricei $\mathbb{P}_B^{cc}$, din care rezultă și celelalte submatrice:

$$\mathbb{P}_B^{cc} = \mathbb{C}_{BB}^{-1} = (\mathbb{1}_c + /\!\!\wedge^T /\!\!\wedge)^{-1}, \quad (2.12)$$

$$\mathbb{P}_B^{ac} = - /\!\!\wedge \cdot \mathbb{P}_B^{cc} \; ; \; \mathbb{P}_B^{ca} = \mathbb{P}_B^{acT} \; ; \; \mathbb{P}_B^{aa} = /\!\!\wedge \mathbb{P}_B^{cc} /\!\!\wedge^T. \quad (2.13)$$

Pe de altă parte, din graful de fluență matriceal fundamental al circuitului pentru cazul cînd toate rezistențele, respectiv conductanțele laturilor sînt egale cu unitatea (figura 1),

rezultă relaţiile :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbb{1}_a \\ \mathbb{A}^T \end{bmatrix} \left[\mathbb{1}_a + \mathbb{A}\mathbb{A}^T \right]^{-1} \begin{bmatrix} 1_a & \mathbb{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ J_c \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbb{A} \\ 1_c \end{bmatrix} \left[\mathbb{1}_c + \mathbb{A}^T\mathbb{A} \right]^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbb{A}^T & 1_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a \\ E_c \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

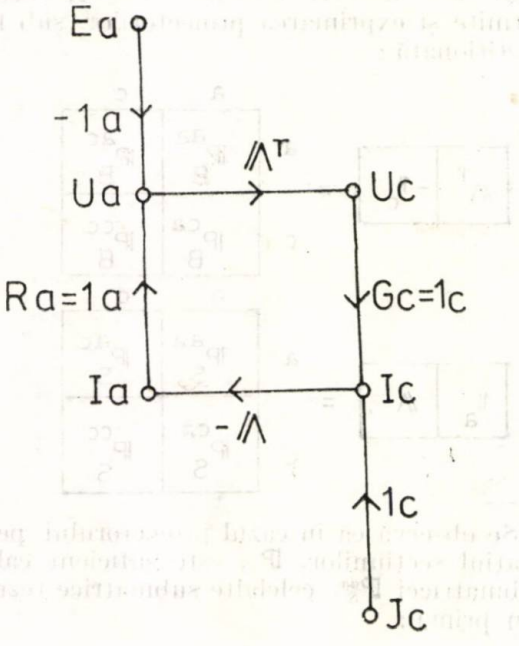


Fig. 1

unde E_a, U_a, I_a sînt vectorii t.e.m., ai tensiunilor şi intensităţilor curenţilor din laturile arborelui, iar J_c, U_c, I_c sînt vectorii intensităţilor surselor de curent, tensiunilor şi intensităţilor curenţilor din laturile coarborelui.

Din relaţiile (2.8) şi (2.14) rezultă că proiectorul $\mathbb{P}_S$ coincide cu matricea rezistenţelor de transfer a circuitului cu rezistenţe şi conductanţe de valoare unitate, luată cu semnul schimbat :

$$\mathbb{P}_S = - \mathbb{R}_{LL} \mid_{\mathbb{R}_L = \mathbb{1}_L}. \tag{2.16}$$

Similar, din relaţiile (2.9) şi (2.15) rezultă că proiectorul $\mathbb{P}_B$ coincide cu matricea conductanţelor de transfer a circuitului cu rezistenţe şi conductanţe de valoare unitate :

$$\mathbb{P}_B = \mathbb{G}_{LL} \mid_{\mathbb{G}_L = \mathbb{1}_L}. \tag{2.17}$$

3. Modificarea funcţiilor de transfer la introducerea unei legături inverse de rang 1

Studiul acestei modificări e necesar pentru a vedea cum se schimbă mai întîi proiectorul $P_S^{aa} = \mathbb{C}_{SS}^{-1}$ de exemplu, cînd se schimbă matricea $\mathbb{C}_{SS} = \mathbb{1} + \mathbb{A}\mathbb{A}^T$ şi a determina apoi noua expresie a proiectorului.

Se va stabili mai întîi modificarea matricei inverse $T = \mathbb{A}^{-1}$ cînd se modifică un element al matricei directe $\mathbb{A}$.

Graful de fluenţă asociat matricei directe, respectiv cel asociat matricei inverse T, este reprezentat în figura 2, respectiv în figura 3.

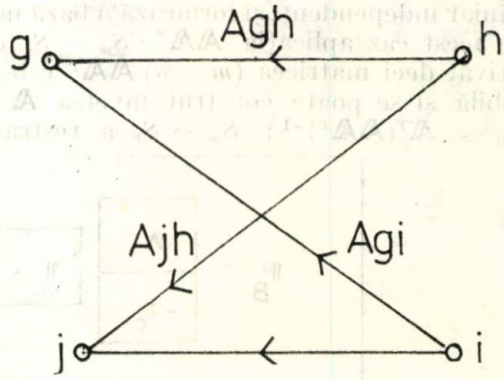


Fig. 2

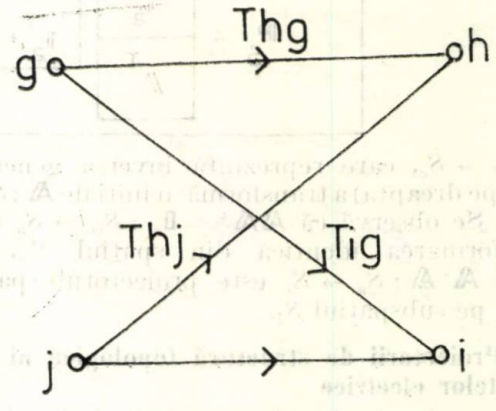


Fig. 3

Modificarea matricei $\mathbb{A}$ constă în schimbarca elementului A_{gh} în $A_{gh} + B_{gh}$. Ca urmare, graful de fluenţă asociat matricei directe şi cel asociat noii matrice inverse iau forma din figurile 4 şi 5.

Notînd prin $\vec{l}_g$, $\vec{l}_h$ vectorii cu elementul de pe linia g, respectiv h egal cu unitatea, restul elementelor fiind nule şi avînd un număr total de elemente egal cu numărul de linii, respectiv de coloane al matricei $\mathbb{A}$, modificarea matricei $\mathbb{A}$ se poate reprezenta prin adunarea ei cu o matrice $\mathbb{B}$ avînd toate elementele nule, cu excepţia elementului B_{gh} de pe linia g şi coloana h. Matricea $\mathbb{B}$ se poate exprima sub forma $\mathbb{B} = \vec{l}_g \vec{l}_h B_{gh}$.

Matricea inversă $\mathbb{T}' = (\mathbb{A} + \mathbb{B})^{-1}$ are elementele :

$$T'_{ij} = T_{ij} - T_{ig}(1 + B_{gh} \cdot T_{hg})^{-1} \cdot B_{gh} T_{gh} \tag{3.1}$$

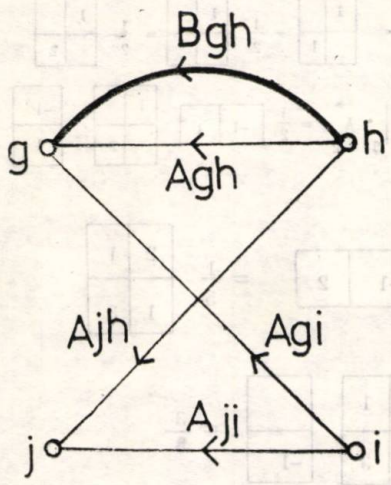


Fig. 4

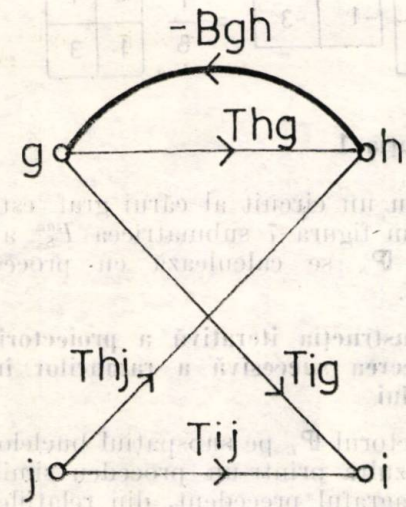


Fig. 5

și se poate calcula cu expresia :

$$\mathbb{T}' = \mathbb{T} - \alpha_{gh} \vec{T}_g \vec{T}^h, \tag{3.2}$$

unde $\vec{T}_g$, $\vec{T}^h$ sînt vectorii-coloană, respectiv linie, cu numărul de ordine g, respectiv h, iar :

$$\alpha_{gh} = \frac{1}{B_{gh}^{-1} + T_{hg}}. \tag{3.3}$$

Se va considera în cele ce urmează modificarea matricei inverse $\mathbb{T} = \mathbb{A}^{-1}$ cînd la matricea directă $\mathbb{A}$ se adaugă produsul dintre un vector coloană și un vector linie, reprezentabil printr-o matrice $\mathbb{B} = \vec{u}\,\vec{v}^T$. Aceasta corespunde calculului modificării matricei transmitanțelor cînd se introduce o legătură inversă de rang 1. Notînd cu $\vec{x}$, $\vec{y}$ vectorii mărimilor de intrare, respectiv ieșire ale circuitului, graful de fluență matriceal, corespunzător relațiilor $\mathbb{A}\vec{y} = \vec{x}$, $\vec{y} = \mathbb{T} \cdot \vec{x}$, este reprezentat în figura 6 a.

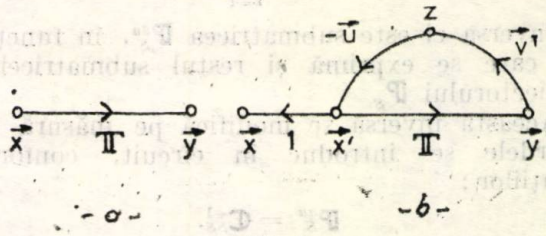


Fig. 6

După modificare, relația directă devine :

$$(\mathbb{A} + \mathbb{B})\vec{y} = \vec{x}. \tag{3.4}$$

Se pot scrie relațiile :

$$\mathbb{A} \cdot \vec{y} = \vec{x}',\ \vec{y} = \mathbb{T}\vec{x}',\ \vec{x} = \vec{x}' + \mathbb{B}\vec{y}, \tag{3.5}$$

$$\vec{x}' = \vec{x} - \mathbb{B}\vec{y} = \vec{x} - (\vec{u} \cdot \vec{v}^T)\vec{y}. \tag{3.6}$$

Se poate nota $z = \vec{v}^T \cdot \vec{y}$. (3.7)

În funcție de mărimea scalară Z se poate scrie :

$$\vec{x}' = \vec{x} - \vec{u}z. \tag{3.8}$$

Relațiile de mai sus corespund grafului de fluență din figura 6 b, din care rezultă :

$$z = (1 + \vec{v}^T \cdot \mathbb{T}\vec{u})^{-1} \vec{v}^T \mathbb{T}\vec{x}, \tag{3.9}$$

unde mărimea $1 + \vec{v}^T \cdot \mathbb{T} \cdot \vec{u}$ este scalară.

Reluînd relațiile (4.5)—(4.8) se obține :

$$\vec{y} = \mathbb{T}\vec{x}' = \mathbb{T}(\vec{x} - \vec{u}z) = \mathbb{T}[\mathbb{I} - \vec{u}(1 + \vec{v}^T \cdot \mathbb{T}\vec{u})^{-1} \cdot \vec{v}^T \cdot \mathbb{T}]\vec{x}. \tag{3.10}$$

Așadar, noua matrice inversă este :

$$\mathbb{T}' = \mathbb{T} - \alpha \mathbb{T}\vec{u}\,\vec{v}^T\mathbb{T}, \tag{3.11}$$

unde :

$$\alpha = \frac{1}{1 + \vec{v}^T \cdot \mathbb{T} \cdot \vec{u}} \tag{3.12}$$

4. Construcția iterativă a proiectorilor prin introducerea succesivă a coardelor în graful circuitului

Utilizînd rezultatele obținute în paragraful anterior se poate obține matricea proiectorului $\mathbb{P}_S$ pe subspațiul secțiunilor, introducînd succesiv coardele în circuit.

Într-adevăr, produsul dintre matricea incidențelor esențiale și transpusa ei se poate exprima ca sumă a produselor vectorilor coloană, corespunzători fiecare cîte unei coarde :

$$\mathbb{A} \cdot \mathbb{A}^T = \sum_{k=1}^{B} \vec{\Lambda}_k \vec{\Lambda}_k^T,\ B = L - N + 1, \tag{4.1}$$

iar matricea $\mathbb{C}_{ss}$ se poate scrie :

$$\mathbb{C}_{ss} = \mathbb{1}_a + \sum_{k=1}^{B} \vec{\Lambda}_k \vec{\Lambda}_k^T. \qquad (4.2)$$

Inversa ei este submatricea $\mathbb{P}_S^{aa}$, în funcție de care se exprimă și restul submatricelor proiectorului $\mathbb{P}_s$

Această inversă se modifică pe măsură ce coardele se introduc în circuit, conform relațiilor :

$$\mathbb{P}_S^{aa} = \mathbb{C}_{ss}^{-1}.$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}\Big|_0 = \mathbb{1}_a = \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & \\ \hline & 1 \\ \hline \end{array} \qquad \vec{\Lambda}_1^T \mathbb{P}_S^{aa}\Big|_0 \vec{\Lambda}_1 = 1$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}\Big|_1 = \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & \\ \hline & 1 \\ \hline \end{array} - \frac{1}{2} \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & 1 \\ \hline \end{array} = \frac{1}{2} \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & \\ \hline & 2 \\ \hline \end{array}$$

$$\vec{\Lambda}_2^T \mathbb{P}_S^{aa}\Big|_1 \vec{\Lambda}_2 = \frac{1}{2} \begin{array}{|c|c|}\hline -1 & 1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & \\ \hline & 2 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline 1 \\ \hline \end{array} = \frac{3}{2}$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}\Big|_2 = \frac{1}{2} \begin{array}{|c|c|}\hline 1 & \\ \hline & 2 \\ \hline \end{array} - \frac{1}{1+\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{4} \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline 2 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|c|}\hline -1 & 2 \\ \hline \end{array} = \frac{1}{5} \begin{array}{|c|c|}\hline 2 & 1 \\ \hline 1 & 3 \\ \hline \end{array}$$

$$\vec{\Lambda}_3^T \mathbb{P}_S^{aa}\Big|_2 \vec{\Lambda}_3 = \frac{1}{5} \begin{array}{|c|c|}\hline & -1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|c|}\hline 2 & 1 \\ \hline 1 & 3 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|}\hline \\ \hline -1 \\ \hline \end{array} = \frac{3}{5}$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}\Big|_3 = \frac{1}{5} \begin{array}{|c|c|}\hline 2 & 1 \\ \hline 1 & 3 \\ \hline \end{array} - \frac{1}{1+\frac{3}{5}} \cdot \frac{1}{25} \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline -3 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|c|}\hline -1 & -3 \\ \hline \end{array} = \frac{1}{8} \begin{array}{|c|c|}\hline 3 & 1 \\ \hline 1 & 3 \\ \hline \end{array}$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}|_0 = \mathbb{C}_{ss}|_0^{-1} = \mathbb{1}_a, \qquad (4.3)$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}|_1 = \mathbb{1}_a - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}_1^T \vec{\Lambda}_1} \cdot \vec{\Lambda}_1 \vec{\Lambda}_1^T,$$

$$\mathbb{P}_S^{aa}|_2 = \mathbb{P}_S^{aa}|_1 - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}_2^T \cdot \mathbb{P}_S^{aa}|_1 \vec{\Lambda}_2} \cdot$$

$$\cdot \mathbb{P}_S^{aa}|_1 \vec{\Lambda}_2 \vec{\Lambda}_2^T \mathbb{P}_S^{aa}|_1,$$

. . . . . .

$$\mathbb{P}_S^{aa}|_{K+1} = \mathbb{P}_S^{aa}|_K - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}_K^T \cdot \mathbb{P}_S^{aa}|_K \cdot \vec{\Lambda}_K} \cdot$$

$$\cdot \mathbb{P}_S^{aa}|_K \vec{\Lambda}_K \vec{\Lambda}_K^T \mathbb{P}_S^{aa}|_K. \qquad (4.4)$$

Prin indicele inferior, în relațiile de mai sus s-a indicat numărul de coarde introdus.

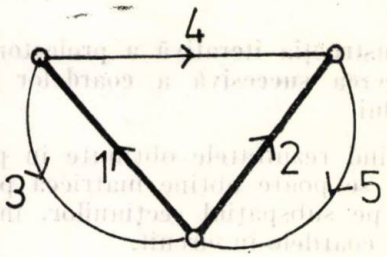


Fig. 7

Vectorii coloană ai matricei incidențelor esențiale sînt :

$$\vec{\Lambda}_1 = \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline \\ \hline \end{array}, \quad \vec{\Lambda}_2 = \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline 1 \\ \hline \end{array}, \quad \vec{\Lambda}_3 = \begin{array}{|c|}\hline \\ \hline -1 \\ \hline \end{array}$$

Se obține :

Aplicația 1

Pentru un circuit al cărui graf este reprezentat în figura 7 submatricea P_S^{aa} a proiectorului $\mathbb{P}_S$ se calculează cu procedeul de mai sus.

5. Construcția iterativă a proiectorilor prin introducerea succesivă a ramurilor în graful circuitului

Proiectorul $\mathbb{P}_B$ pe subspațiul buclelor circuitelor rezultă printr-un procedeu similar celui din paragraful precedent, din relațiile :

$$\mathbb{A}^T \mathbb{A} = \sum_{j=1}^{a} \vec{\Lambda}^j \vec{\Lambda}^{jT}, \quad a = N - 1, \qquad (5.1)$$

unde $\vec{\Lambda}^j$ sînt vectorii linie ai matricei incidențelor esențiale :

$$\mathbb{C}_{BB} = \mathbb{1}_c + \sum_{j=1}^{a} \vec{\Lambda}^j \vec{\Lambda}^{jT}, \qquad (5.2)$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}|_0 = \mathbb{C}_{BB}|_0^{-1} = \mathbb{1}_c,$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}|_1 = \mathbb{1}_c - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}^{1T} \vec{\Lambda}^1} \vec{\Lambda}^1 \vec{\Lambda}^{1T},$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}|_2 = \mathbb{P}_B^{cc}|_1 - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}^{2T} \mathbb{P}_B^{cc}|_1 \vec{\Lambda}^2} \mathbb{P}_B^{cc}|_1 \vec{\Lambda}^2 \vec{\Lambda}^{2T} \mathbb{P}_B^{cc}|_1,$$

. . . . . .

$$\mathbb{P}_B^{cc}|_{K+1} = \mathbb{P}_B^{cc}|_K - \frac{1}{1 + \vec{\Lambda}^{KT} \cdot \mathbb{P}_B^{cc}|_K \vec{\Lambda}^K} \cdot \qquad (5.3)$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}|_K \vec{\Lambda}^K \vec{\Lambda}^{KT} \cdot \mathbb{P}_B^{cc}|_K,$$

Aplicația 2

Prin procedeul prezentat se calculează submatricea $\mathbb{P}_B^{cc}$ a proiectorului $\mathbb{P}_B$ în cazul circuitului având graful din figura 7. Vectorii linie ai matricei incidențelor esențiale sînt:

$$\vec{\Lambda}^{1T} = \begin{array}{|c|c|c|}\hline -1 & -1 & \\ \hline \end{array} \quad , \quad \vec{\Lambda}^{2T} = \begin{array}{|c|c|c|}\hline & 1 & -1 \\ \hline \end{array}$$

$$\vec{\Lambda}^{1} \vec{\Lambda}^{1T} = 2$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}\Big|_0 = \mathbb{1}_c = \begin{array}{|c|c|c|}\hline 1 & & \\ \hline & 1 & \\ \hline & & 1 \\ \hline \end{array} \qquad \vec{\Lambda}^{2T}\, \mathbb{P}_B^{cc}\Big|_1 \vec{\Lambda}^{2} = \frac{1}{3} \begin{array}{|c|c|c|}\hline & 1 & -1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|}\hline -1 \\ \hline 2 \\ \hline -3 \\ \hline \end{array} = \frac{5}{3}$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}\Big|_1 = \begin{array}{|c|c|c|}\hline 1 & & \\ \hline & 1 & \\ \hline & & 1 \\ \hline \end{array} - \frac{1}{3} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 1 & 1 & \\ \hline 1 & 1 & \\ \hline & & \\ \hline \end{array} = \frac{1}{3} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 2 & -1 & \\ \hline -1 & 2 & \\ \hline & & 3 \\ \hline \end{array}$$

$$\mathbb{P}_B^{cc}\Big|_2 = \frac{1}{3} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 2 & -1 & \\ \hline -1 & 2 & \\ \hline & & 3 \\ \hline \end{array} - \frac{1}{1+\frac{5}{3}} \cdot \frac{1}{9} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 1 & -2 & 3 \\ \hline -2 & 4 & -6 \\ \hline 3 & -6 & 9 \\ \hline \end{array} =$$

$$= \frac{1}{8.3} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 15 & -6 & -3 \\ \hline -6 & 12 & 6 \\ \hline -3 & 6 & 15 \\ \hline \end{array} = \frac{1}{8} \begin{array}{|c|c|c|}\hline 5 & -2 & -1 \\ \hline -2 & 4 & 2 \\ \hline -1 & 2 & 5 \\ \hline \end{array}$$

6. Concluzii

În lucrare este prezentat modul de obținere a proiectorilor unui circuit pornind de la o matrice unitate, prin introducerea succesivă în circuit a coardelor sau ramurilor.

Rezultatele obținute arată că proiectorii, pentru al căror calcul este necesară doar informația minimală asupra circuitului (matricea incidențelor esențiale), nu au doar un caracter descriptiv, ci au o legătură directă cu matricea funcțiilor de transfer ale circuitului și pot fi utilizați ca un instrument eficace de analiză a circuitelor electrice, care reflectă direct și simplu modificările structurii acestora.

Bibliografie

[1] *Cristea, P.* Network functions signal flow — graphs Rev. Roum. Sc. Techn. — Electrotechn. et Energ. **20**, 2, p. 161—173, Bucharest 1975.

[2] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice. București, Editura tehnică, 1979.

[3] *Eisemann, K.* An heuristic approach of the generalized inverse matrix. In: I.E.E.E. Trans, C.T. — **20**, 1973, 5, p. 481—487.

[4] *Cristea, P., Tuduce, R.* Projection operators in network analysis. In: Rev. Roum. Sc. Techn. Electrotechn. et Energ., în print, 1984.

[5] *Cristea, P, Nicoară, N.* Aplicarea teoriei proiectorilor în analiza circuitelor electrice liniare. Comunicare. Sesiunea științifică — Facultatea de instalații, Instit. Constr. Buc., 25—26 mai 1984.

[6] *Preda, M., Cristea, P., Nicoară, N., Durghinescu, D.* Analiza circuitelor electrice prin metoda surselor de

interconexiune. In : Rev. Roum. Sc. Techn. Electrotech. et Energ., 28, 3.
[7] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* A new method for analysing complex net works based on interative hybrid ne twork functions computation. In : Rev. Roum. Sc. Techn. Electrotechn. et Energ., 25, 4, p. 537—547, Bucharest 1980.
[8] *Cristea, P., Tuduce, R.* Aplicații ale teorici proiectorilor în descrierea topologiei circuitelor electriee. 5-th International Conference on Control Systems and Computiv Science, Bucharest, 8—11 june 1983, vol. 1, p 102—108.
[9] *Tuduce, R.* Analiza circuitelor electrice cu parametri comandați. Teză de doctorat, Institutul politehnic București, 1983.

CZ 621.314.2 : 621.791

TRANSFORMATOARE MONOFAZATE
SUDARE

Serie de transformatoare de sudare prin puncte

ADRIAN MEREANU, NICOLAE FERCĂU* — BUCUREȘTI

Liniile de sudare multipunct moderne conțin transformatoare monofazate cu caracteristici de funcționare și performanțe ridicate, compacte, cu gabarit și greutate redusă. Ele sînt turnate în rășină au secundarul răcit cu apă și miezul magnetic înfășurat asigurînd un serviciu intermitent periodic. Aceste transformatoare au fost proiectate și omologate la ICPE, iar fabricația a început la Întreprinderea de contactoare Buzău.

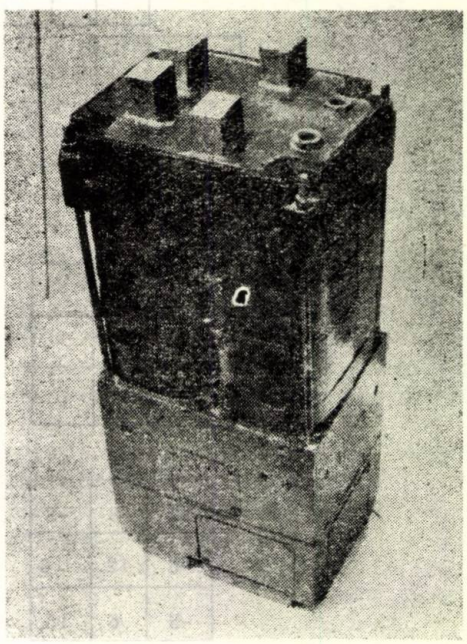
Transformatoarele se alimentează la tensiunea de 380 V, 50 Hz avînd puteri de 40, 63, 100 și 180 kVA (denumite în continuare A, B, C și D). Aceste valori se consideră în primar cu transformatorul alimentat pe priza corespunzătoare tensiunii secundare maxime și la o durată de acționare DA = 50 %, pentru un ciclu de funcționare de un minut.

Transformatoarele pot fi utilizate în categoria III de exploatare, STAS 6692-83 în următoarele condiții corespunzătoare zonei climatice temperate, STAS 6535-83 :

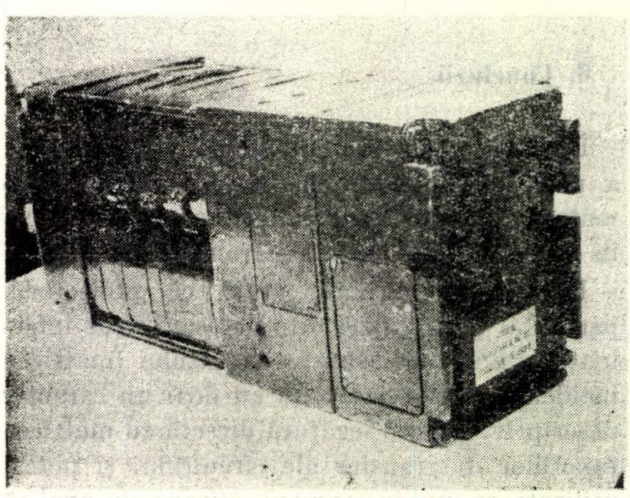
- temperatura mediului ambiant : + 5°C ... + 40°C ;
- umiditatea maximă a mediului ambiant : 80 % la + 20°C ;
- temperatura maximă a apei de răcire, la intrare : + 30°C ;
- debit minim admisibil :
  - 6 litri/minut la tipurile A, B și C ;
  - 8 litri/minut la tipul D ;
- altitudinea maximă : 1000 m ;
- medii lipsite de agenți corozivi, fără pericol de incendiu sau explozie.

Transformatoarele de tip A, B și C se pot utiliza și la debit minim de 4 litri/minut la aceeași putere convențională dar la durata de acționare DA = 40 %.

Aspectul general al transformatorului de 40 kVA se poate vedea în figura 1 *a* și *b*, cotele de gabarit în figurile 2 și 3, iar în figura 4 transformatorul de 63 kVA montat în linia de sudare.



a)



b)

Fig. 1. Transformator de 40 kVA : vedere din partea bornelor secundare (a) ; vedere din partea comutatorului (b)

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

1. Caracteristici tehnice

Tensiunea primară nominală a transformatoarelor este 380 V la 50 Hz.

Puterea nominală corespunde unei funcționări cu durata de acționare DA = 100 %, fără a se depăși încălzirea maximă admisă a clasei de izolație.

Puterea convențională corespunde unei funcționări cu durata de acționare DA = 50 %, în cicluri de 1 minut.

Aceste puteri se definesc pentru transformatorul conectat pe priza care asigură tensiunea maximă în secundar.

Între puterea nominală și puterea convențională astfel definite există relația :

$$S_{conv} = S_n\sqrt{2}.$$

Transformatoarele se clasifică după putere astfel :

Tabelul A

Tip transformator	S_n (DA = 100 %) kVA	$S_{conv.}$ (DA = 50 %) kVA
A	28,3	40
B	44,6	63
C	70,7	100
D	127	180

Caracteristicile sînt aliniate parțial la prevederile STAS 10942-79 și Norma CNOMO 34-16-01. (Comité de Normalisation Outillage et Machines Outils).

2. Condiții tehnice

2.1. *Caracteristici constructive*

Transformatoarele sînt monofazate, uscate, cu înfășurările înglobate în rășină epoxidică, cu două secundare separate și răcite cu apă. Bornele primarului și bornele secundarului se scot separat, de o parte și de alta a transformatorului, pe fețele opuse. Polaritățile instantanee primare și secundare sînt marcate pe borne.

Transformatoarele sînt prevăzute cu comutator primar de prize, pentru reglajul tensiunii secundare. La tipurile A, B și C comutatorul este de tip rotativ și permite trecerea rapidă de pe un plot pe altul, cu poziționarea stabilă pe fiecare treaptă de reglaj și cu interzicerea trecerii de la plotul 4 la plotul zero. Sensul de rotație pentru creșterea tensiunii este sensul deplasării acelor de ceas. La tipul D comutatorul este de tipul cu baretă. Comutatorul este cu acționare numai în lipsa tensiunii de alimentare.

Carcasa comutatorului este astfel construită încît să asigure protecția mînerului de comandă al comutatorului și să nu permită acumularea de apă ce ar putea pătrunde în interior. Construcția transformatorului asigură respectarea măsurilor de protecție conform STAS 10942-79.

Comutatorul poate să ocupe oricare din următoarele poziții, la tipurile A, B, C :

a — pe transformator :
- — pe fața superioară ;
- — pe cele două fețe mici ;
- — pe cele două fețe mari ;

b — separat de transformator.

Carcasa comutatorului este prevăzută cu posibilități de racordare a cablului de alimentare pe trei din laturile comutatorului prin intermediul unor treceri etanșe, de tipul presetupelor. Pe partea frontală se află o deschidere, acoperită cu un capac, pentru efectuarea legăturilor cablului la bornele de alimentare ale transformatorului.

Carcasa comutatorului tipului D dispune de 6 orificii pentru racordarea cablurilor de alimentare. Orificiile sînt acoperite cu plăcuțe fixate cu șuruburi.

Circuitul de răcire permite trecerea debitului minim de apă, (6 litri/minut la tipurile A, B, și C și 8 litri/minut la tipul D) cu o pierdere de presiune de maxim 0,5 bar.

Circuitul de răcire cu apă al transformatorului asigură etanșeitatea și rezistă la încercarea de etanșeitate timp de 10 minute cu o presiune la intrare de 10 bari, cu gura de golire închisă, fără a se produce pierderi de presiune sau scurgeri.

Comutatorul transformatorului rezistă la efectuarea unui număr de 1000 cicluri de manevră (de acționare în gol, fără tensiune) pe toate pozițiile, fără defecțiuni.

Pierderile maxime la mers în gol ale transformatorului nu depășesc valorile din tabelul 1.

Tensiunea secundară de mers în gol corespunde celei indicate în tabelul 2, cu o abatere de cel mult ± 5 %.

Curentul primar de mers în gol nu va depăși 15 % din valoarea curentului puterii convenționale pentru DA = 50 %, conform tabelului 1.

Tabelul 1

Valorile maxime ale pierderilor de mers în gol

Puterea convențională (la DA = 50 %) kVA	P_{10} max. W	Curent de mers în gol, maxim A
40	350	15,8
63	500	24,8
100	700	39,5
180	1100	71

Tabelul 2

Valorile tensiunii secundare de mers în gol

Putere trafo	Poziție comutator				
	0	1	2	3	4
kVA	V	V	V	V	V
40	0	3	3,6	4,2	5
63	0	5	5,6	6,3	7
100	0	7	8	9	10
180	0	9,5	10,75	12	13,25

Tensiunea de scurtcircuit a transformatoarelor la $T = 20°C$ are valorile din tabelul 3.

În cazul unui secundar în scurtcircuit, valoarea tensiunii de scurtcircuit este indicată luînd în calcul jumătate din curentul nominal.

Tabelul 3

Valorile tensiunii de scurtcircuit

Putere trafo kVA	Tensiune de scurtcircuit, în %							
	Cu un secundar în s.c.				Cu două secundare în s.c.			
	Poziție comutator				Poziție comutator			
	1	2	3	4	1	2	3	4
40	15	11,5	8	6,2	11,8	8,7	6,6	5,5
63	11	9	7,25	6	9,25	8	6,5	5,5
100	8	7	6	5,25	8	7	6	5
180	6	5	4,25	3,5	6	5	4,25	3,5

Supratemperaturile înfășurărilor transformatorului, miezului magnetic și ale comutatorului de prize, în condiții normale de funcționare și la valorile nominale ale curentului și ale tensiunii nu depășesc valorile din tabelul 4.

Transformatoarele îndeplinesc următoarele condiții de robustețe electrică :

— Rezistența de izolație trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu 50 MΩ în stare uscată, după proba de încălzire și 2 MΩ în stare umedă, după proba de umiditate.

— Izolația înfășurărilor transformatorului și a pieselor electroizolante rezistă încercării la tensiune mărită, fără să se producă străpungeri sau conturnări.

— Izolația între spirele înfășurării primare trebuie să reziste încercării cu tensiune indusă, cu valoare $2U_n$ și cu frecvența $2f_n$, fără să producă străpungerea izolației.

În ceea ce privește comportarea la umiditate, transformatoarele complet montate rezistă 168 ore în următoarele condiții :

— umiditate relativă a aerului 95% ± 3% ;
— temperatura mediului ambiant + 25°C.

Tabelul 4

Valorile supratemperaturii diferitelor părți componente ale transformatorului

Partea componentă a transformatorului	Metoda de măsurare	Clasa de izolație				
		A	E	B	F	H
		Supratemperatura admisă, °C				
Comutator — carcasă — ploturi	Cu termometru	40	40	40	50	50
	Cu termocuplu	65	65	65	70	70
Înfășurare primară	Variația rezistenței	70	85	95	115	140
	Cu traductor intern de temperatură	75	90	100	125	150
Înfășurare secundară și circuit magnetic	Cu termometru	65	80	90	110	135
	Cu traductor intern de temperatură	75	90	100	125	150

După solicitare, rezistența de izolație, rigiditatea dielectrică și acoperirile de protecție trebuie să corespundă valorilor impuse.

Referitor la condițiile de rezistență la acțiunea factorilor climatici, transformatoarele suportă conform STAS 6535-83, un ciclu climatic într-o cameră climatică după cum urmează :

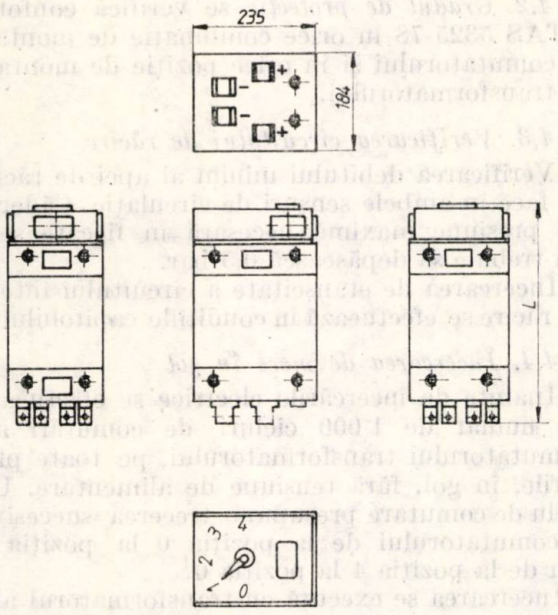
— la — 5°C o durată de 4 ore ;
— în mediul ambiant 2 ore ;
— la + 40°C o durată de 4 ore.

Condițiile de robustețe mecanică a transformatoarelor sînt asigurate prin aceea că suportă, fără deteriorări, o serie de 20 de puneri sub tensiune, una pe minut, cu o durată de 5 perioade, înfășurările secundare ale transformatorului fiind scurtcircuitate separat și simultan de către un șunt suplu cu o secțiune de 500 mm² și o lungime de 250 mm. Încercarea se execută pe plotul care asigură tensiunea secundară maximă.

Condițiile de rezistență la vibrații se asigură prin faptul că ele suportă un ciclu de solicitări care simulează vibrațiile ce apar în timpul transportului și funcționării. Transformatoarele rezistă la un ciclu de baleiere cu următoarele grade de severitate conform STAS 8993/19-81 :

— gama de frecvențe : 10 ÷ 55 Hz ;
— accelerația vibrației de 1,5 g ;
— durata de vibrație 2 ore.

După solicitare transformatoarele nu trebuie să prezinte deteriorări mecanice, ci să fie în stare de funcționare normală.



	Unitatea de masură	Tip A	Tip B	Tip C
L	mm	580	650	790

Fig. 2. Gabaritul transformatoarelor de tip A, B, C.

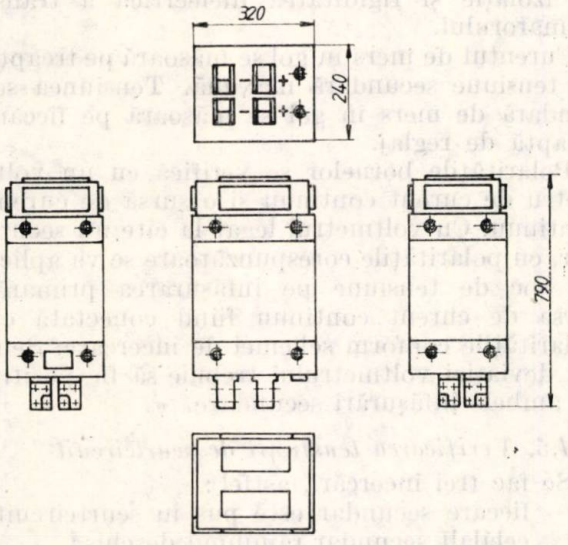


Fig. 3. Gabaritul transformatorului tip D.

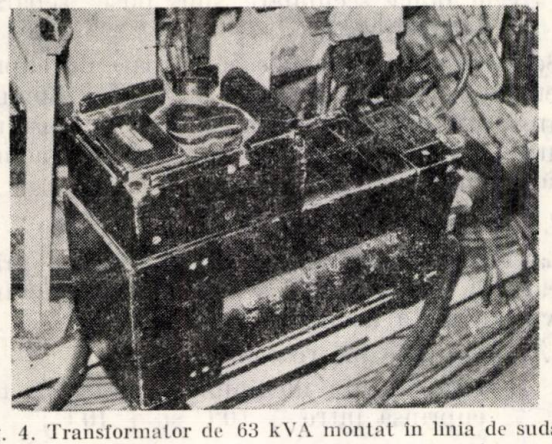


Fig. 4. Transformator de 63 kVA montat în linia de sudare.

Transformatorul ambalat trebuie să suporte un ciclu de scuturături cu caracteristicile:

— accelerația: 7 g;

— frecvența 80 scuturături/minut;

— se aplică un număr total de 1 000 scuturături.

După încercare transformatorul nu trebuie să prezinte deteriorări mecanice; el trebuie să fie în stare de funcționare normală, iar ambalajul să fie corespunzător.

Protecția anticorozivă, prin vopsire se verifică conform STAS 8009-80. Grosimea minimă a peliculei trebuie să fie de 60 μm, aderența 1—2.

Cele două suprafețe de contact ale fiecărei borne secundare sînt argintate (grosime minimă 5 μm).

Acoperirile galvanice de protecție se realizează pentru condiții normale de exploatare în conformitate cu STAS 6705-71 și STAS 7222-74.

Vopsirile se execută cu culoare neagră, pentru condiții normale de exploatare, conform STAS 8009-80: grosimea minimă a peliculei — 60 μm, aderența 1—2.

Materialele izolante utilizate din construcția transformatoarelor trebuie să satisfacă cerințele de comportare la căldură și foc, conform STAS 3532-73 (pct. 2.18.1).

Transformatoarele se execută cu grad de protecție IP-54, STAS 5325-79, cu excepția bornelor secundare care sînt libere, neprotejate IP-00. Ele au fost supuse unei încercări de anduranță de funcționare într-unul din utilajele de sudare prin puncte existente.

Referitor la indicatorul de fiabilitate preliminat, se apreciază că valoarea maximă preliminată a ratei de defectare, corespunzătoare unui nivel de încredere de 0,8 este:

$$\lambda_{max} = 9{,}2 \cdot 10^{-6} \quad 1/h.$$

Valoarea minimă preliminată a probabilității de bună funcționare pentru un timp $t = 10\,000$ ore este $R_{min}(t) = 0{,}91$.

3. Verificarea calității

Pentru verificarea calității, transformatoarele se supun la:

— încercări de tip;

— încercări individuale;

— încercări de fiabilitate.

Încercările de tip se fac la prototip, la omologarea seriei zero, precum și în cursul fabricației, ori de cîte ori survin schimbări la materialele utilizate, la procesele tehnologice sau dacă se aduc modificări constructive ce ar putea influența calitatea sau condițiile de funcționare a transformatorului.

Tabelul 5

Încercările la care se supun transformatoarele

Nr. crt.	Denumirea încercării	Observaţii
1	Verificarea de ansamblu şi a ansamblului.	*
2	Verificarea gradului de protecţie.	—
3	Verificarea circuitului de răcire.	*
4	Încercarea la mers în gol: — verificarea comutatorului; — verificarea curentului şi a pierderilor la mersul în gol; — verificarea tensiunii secundare; — verificarea polarităţii bornelor.	— * * *
5	Verificarea tensiunii de scurtcircuit.	*
6	Încercarea la încălzire.	—
7	Încercarea la ciclu climatic frig-cald.	
8	Încercarea la umiditate.	—
9	Verificarea rezistenţei de izolaţie.	*
10	Verificarea rigidităţii dielectrice cu tensiune mărită.	*
11	Verificarea rigidităţii dielectrice dintre spire cu tensiune indusă.	*
12	Verificarea acoperirilor de protecţie.	—
13	Încercarea de rezistenţă mecanică la scurtcircuit.	—
14	Încercarea la vibraţii şi scuturături.	—
15	Verificarea materialelor izolante la căldură şi foc.	—
16	Încercarea la anduranţă	

* — încercare individuală (de lot)

Încercările de tip se repetă cel puţin o dată la 3 ani.

Încercările se fac în ordinea specificată în tabelul 5.

Verificările individuale sînt de lot, se execută asupra fiecărui transformator şi sînt menţionate în tabelul 5.

Măsurarea mărimilor electrice la verificările de tip se face cu aparate de măsură avînd clasa de precizie de maximum 0,5, iar la verificările de lot — cu aparate de măsurat avînd clasa de precizie de maximum 1,5.

Verificarea indicatorului de fiabilitate se face din trei în trei ani.

4. Metode de încercare

4.1. Verificarea de ansamblu şi a aspectului se face comparativ cu documentaţia de execuţie, vizual, cu instrumente de măsură uzuale.

4.2. Gradul de protecţie se verifică conform STAS 5325-78 în orice combinaţie de montare a comutatorului şi în orice poziţie de montare a transformatorului.

4.3. Verificarea circuitului de răcire

Verificarea debitului minim al apei de răcire se face în ambele sensuri de circulaţie. Căderea de presiune maximă necesară în fiecare sens nu trebuie să depăşească 0,5 bar.

Încercarea de etanşeitate a circuitului intern de răcire se efectuează în condiţiile capitolului 2.

4.4. Încercarea de mers în gol

Înainte de încercările electrice se efectuează un număr de 1 000 cicluri de comutări ale comutatorului transformatorului, pe toate ploturile, în gol, fără tensiune de alimentare. Un ciclu de comutare presupune trecerea succesivă a comutatorului de la poziţia 0 la poziţia 4 sau de la poziţia 4 la poziţia 0.

Încercarea se execută cu transformatorul alimentat cu tensiunea primară nominală, la frecvenţa nominală, transformatorul fiind la temperatura mediului ambiant. Se verifică în prealabil, cu transformatorul în stare rece, uscat, fără apă în circuitul de răcire, rezistenţa de izolaţie şi rigiditatea dielectrică a transformatorului.

Curentul de mers în gol se măsoară pe treapta de tensiune secundară maximă. Tensiunea secundară de mers în gol se măsoară pe fiecare treaptă de reglaj.

Polarităţile bornelor se verifică cu un voltmetru de curent continuu şi o sursă de curent continuu. Cu voltmetrul legat la cîte un secundar, cu polarităţile corespunzătoare se va aplica un şoc de tensiune pe înfăşurarea primară, sursa de curent continuu fiind conectată cu polarităţile conform schemei de încercare. Sensul deviaţiei voltmetrului trebuie să fie pozitiv pe ambele înfăşurări secundare.

4.5. Verificarea tensiunii de scurtcircuit

Se fac trei încercări, astfel:

— fiecare secundar este pus în scurtcircuit, celălalt secundar rămînînd deschis;

— cele două secundare sînt puse separat în scurtcircuit.

Scurtcircuitul se realizează cu bare de cupru electrolitic cu dimensiunile de 52 × 76 × 30mm. Transformatorul se alimentează cu o tensiune pentru care se obţine în primar valoarea nominală a curentului.

4.6. Încercarea la încălzire

La efectuarea încercării de încălzire prin oricare din metodele indicate în prezenta lucrare se vor respecta următoarele condiţii:

a. Condiţii de încercare:

— temperatura mediului ambiant să fie cuprinsă între + 10°C şi + 40°C;

— temperatura apei de răcire la intrarea în transformator: maximum + 30°C;
— debitul minim de 6 litri/minut pentru tipuri A, B, C și 8 litri/minut pentru tip D, pentru o cădere de presiune de intrare de 0,5 bari;
— comutatorul este conectat pe priza ce dă tensiunea maximă.

b. Condiții de măsurare:
— încercarea de încălzire se efectuează pînă la stabilizarea termică, după care se determină încălzirile înfășurărilor.

Încălzirile sînt măsurate în raport cu temperatura apei de răcire la intrarea transformatorului.

În cazul măsurării temperaturii prin variația rezistenței, aceasta se efectuează prin oprirea simultană a circulației apei și a curentului electric, măsurările făcîndu-se după 15 secunde fără a se depăși 60 de secunde.

Încălzirea medie se determină cu relația:

$$\theta = \frac{R_2 - R_1}{R_1}(t_1 + 235) + (t_1 - t_a),$$

unde:

R_1 este rezistența inițială a înfășurării, în ohmi;
R_2 — rezistența finală a înfășurării, în ohmi;
t_1 — temperatura inițială a înfășurării, în °C;
t_2 — temperatura finală a înfășurării, în °C;
t_a — media temperaturilor apei de răcire în timpul ultimului sfert al duratei de încercare, în °C.

După verificarea încălzirii, transformatoarele se supun la încercări de verificare a rigidității dielectrice și a izolației cu circuitul de răcire golit.

Se va utiliza una din următoarele trei metode de încercare:

A. Metoda I-i:

Secundarele transformatorului se vor lega în serie și vor debita pe o sarcină exterioară de 800 $\mu\Omega$.

Transformatorul se alimentează la tensiunea primară nominală, 380 V.

Regimul de lucru va avea DA = 50%, durata unui ciclu fiind de 6 secunde. Transformatorul va fi încărcat la puterea primară, avînd curentul primar corespunzător DA = 50% și anume:

Tabelul B

Tip trafo.	$P_{50\%}$	$I_{50\%}$
	kVA	kVA
A	40	105
B	63	166
C	100	264
D	180	474

B. Metoda a II-a:

Secundarele transformatorului se vor lega în serie și vor debita pe o sarcină reglabilă, cu durata de acționare de 6%, durata unui ciclu fiind de 60 secunde.

Curentul secundar este modificat prin variația impedanței de sarcină pentru obținerea unei puteri primare echivalente cu puterea convențională $P_{50\%}$.

C. Metoda a III-a:

Metoda este de punere în sarcină simultană.

Încercarea de încălzire este efectuată numai cu pierderile în înfășurări datorate sarcinii, adică pierderile în scurtcircuit.

Încercarea la scurtcircuit se face cu ambele secundare puse în scurtcircuit, la tensiune redusă și curent primar nominal, cu durata de acționare de 100%.

Curentul primar va avea valoarea:

Tabelul C

Tip trafo	$I_{100\%}$
	A
A	75
B	118
C	186
D	336

4.7. Încercarea la ciclu climatic frig—căldură

Încercarea se execută în camera climatică, transformatorul avînd circuitul de răcire golit de apă și obturat.

Ciclul climatic frig-căldură va fi:
— la — 5°C o durată de 4 ore;
— în mediul ambiant 2 ore;
— la + 40°C o durată de 4 ore.

4.8. Încercarea la umiditate

Încercarea se execută în camera climatică, cu transformatorul complet montat.

Aerul din camera climatică va avea o umiditate relativă de 95% ± 3%. Temperatura aerului în incintă va fi menținută la 25°C, cu o precizie de ± 1°C.

Înainte de începerea încercării, transformatorul va fi adus la temperatura de încercare ± 2°C, de exemplu prin introducerea în cameră cu cel puțin 4 ore înainte de începerea încercării la umiditate. Încercarea va dura 168 ore.

După condiționarea climatică, se verifică acoperirile de protecție; nu trebuie să apară modificări de peliculă sau coroziunea metalului de bază.

Imediat după scoaterea din camera climatică, fără nici o ștergere, transformatorul va fi supus încercărilor de verificare a rigidității dielectrice și a rezistenței de izolație.

4.9. Verificarea rezistenței de izolație

Rezistența de izolație se măsoară cu un megohmetru de 500 V, citirea fiind făcută la un minut după aplicarea tensiunii.

Rezistența de izolație se măsoară între:

— înfășurarea primară și înfășurările secundare;

— înfășurarea primară și circuitul magnetic;

— înfășurările secundare și circuitul magnetic.

Valoarea rezistenței de izolație trebuie să nu fie mai mică de 50 MΩ, imediat după încercarea de încălzire și nu mai mică de 2 MΩ, imediat după încercarea la umiditate.

Circuitul de răcire va fi golit de apă.

4.10. Verificarea rigidității dielectrice cu tensiune aplicată

Încercarea se execută prin aplicarea timp de un minut a unei tensiuni alternative sinusoidale cu frecvența de 50 Hz, având valoarea efectivă de:

— 3 000 V între înfășurarea primară și cele două înfășurări secundare;

— 3 000 V între înfășurarea primară și circuitul magnetic;

— 1 000 V între înfășurările secundare și circuitul magnetic.

4.11. Verificarea izolației dintre spire cu tensiune indusă

Verificarea rigidității dielectrice a izolației dintre spirele înfășurărilor se face alimentînd transformatorul timp de 1 minut cu o tensiune egală cu dublul tensiunii primare nominale, frecvența fiind de două ori frecvența nominală. Transformatorul funcționînd în gol, trebuie să nu se producă străpungerea izolației.

Încercarea se poate face și la altă frecvență, dar tot la $2U_n$, în care caz durata încercării se determină cu formula:

$$t = \frac{2f_n}{f_{inc.}},$$

unde: t este durata încercării, în minute;
f_n — frecvența nominală;
$f_{inc.}$ — frecvența tensiunii de încercare.

Durata încercării va fi de cel puțin 15 secunde.

Transformatorul este conectat pe priza care asigură tensiunea maximă în secundar.

La repetarea încercării valoarea tensiunii de încercare se reduce la 0,85 din valoarea indicată.

4.12. Acoperirile prin vopsire se verifică conform STAS 8009-80, determinîndu-se aspectul, aderența (conform STAS 3661-65), grosimea (conform STAS 10219-75). Acoperirile electrochimice se verifică determinîndu-se aspectul, aderența (conform STAS 7293-81), grosimea (conform STAS 6854-79). Acoperirile de protecție se verifică după încercările climatice, după care nu trebuie să apară modificări de peliculă sau coroziunea metalului de bază.

4.13. Încercarea de rezistență mecanică la scurtcircuit

Se realizează o serie de 20 puneri sub tensiune, cîte una pe minut, cu o durată de 5 perioade, înfășurările secundare ale transformatorului fiind scurtcircuitate separat și simultan de către o sarcină realizată din cupru cu o secțiune de 500 mm² și o lungime de 250 mm.

Încercarea se execută cu transformatorul conectat pe plotul care asigură tensiunea maximă în secundar.

Curentul de scurtcircuit va fi, dacă este cazul, limitat la 50 000 A pe înfășurarea secundară, prin acționarea asupra tensiunii primare de alimentare.

4.14. Încercări de vibrații și scuturături

Încercarea la vibrații se face conform prevederilor STAS 8393/19-81 cu o mașină de produs vibrații.

Asupra transformatorului se aplică vibrații uniform distribuite cu caracteristicile:

— gama de frecvență — 10—55 Hz;

— accelerația vibrației — 1,5 g;

— durata timp — 2 ore.

După solicitare transformatorul nu trebuie să prezinte deteriorări mecanice, ci să funcționeze normal.

Încercarea la scuturături se efectuează asupra transformatorului ambalat, iar ciclul de scuturături are caracteristicile:

— accelerația: 7 g;

— frecvența: 80 lovituri/minut;

— durata ciclului este de 12,5 minute, ce echivalează cu un total de 1 000 lovituri.

După solicitare transformatorul trebuie să nu prezinte deteriorări mecanice și să fie în stare de funcționare normală, iar ambalajul să fie corespunzător.

4.15. Verificarea comportării materialelor izolante la căldură și foc se face conform STAS 3532-73.

4.16. Verificarea de anduranță se face cu transformatorul montat într-un utilaj de sudare prin puncte, existent. Transformatorul va trebui să funcționeze astfel 72 ore, în ciclu normal de funcționare, la putere egală cu cea nominală, fără defecțiuni.

4.17. Determinarea și verificarea indicatorului de fiabilitate se va face în exploatare prin urmărirea unui eșantion de $n = 10$ produse extrase din seria curentă în primii trei ani de la punerea în fabricație a produsului. Culegerea datelor din exploatare va corespunde indicațiilor din STAS 10911-71, iar prelucrarea statistică va corespunde STAS 10307-75.

În cadrul Institutului de cercetare științifică și ingineriе tehnologică pentru electrotehnică —

București a fost realizată o serie de transformatoare de sudare prin puncte de 40, 63, 100 și 180 kVA ce au caracteristici de funcționare și performanțe ridicate, avînd o construcție compactă cu gabarit și greutate reduse. Aceste transformatoare corespund standardelor naționale și normei CNOMO.

Prototipurile transformatoarelor au fost supuse la o serie de încercări la care au corespuns.

În prezent aceste transformatoare se fabrică la Întreprinderea de contactoare Buzău.

Bibliografie

[1] Transformatoare de sudare prin puncte de 40, 63, 100 și 180 kVA la 380 V, 50 Hz. In : Lucrările ICPE, București 1983.
[2] *Thirion, E.* Technique et fabrication des transformateurs. Communication présentée à la Société des Ingénieurs Soudeurs à Paris, le 27 septembre 1973.
[3] Memento du soudage electrique. Editions Sciaky. Code 2/77.
[4] Le soudage electrique par résistance. Prospect Sciaky.
[5] Norma CNOMO 34—16—01.
[6] NTR Transformatoare de sudare prin puncte. 1984.
[7] STAS 10.942-79. Transformatoare pentru mașini mobile de sudat în puncte sau în linie.

CZ 621.3.08 : 621.3.052

SEMNALE PERIODICE ȘI APERIODICE
EȘANTIONARE ȘI RECONSTITUIRE

Legătura dintre teorema eșantionării funcțiilor periodice și teorema WKS

VIRGIL TIPONUȚ * — TIMIȘOARA

Introducere

Teorema eșantionării funcțiilor periodice afirmă că o funcție $s_p(t)$, definită de expresia :

$$s_p(t) = \sum_{k=-K}^{K} c_k e^{jk\omega_0 t}, \qquad (1)$$

poate fi reconstituită fără erori pe baza a $N \geqslant 2K + 1$ eșantioane, prelevate uniform pe durata unei perioade T_0, [1, 2] conform relației :

$$s_p^*(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-K}^{K} s_p(nT) e^{jk\omega_0(t-nT)}. \qquad (2)$$

În expresiile de mai sus c_k reprezintă coeficienții dezvoltării în serie Fourier a lui $s_p(t)$, iar K este rangul celei mai înalte armonici din spectrul aceleași funcții. Prin T s-a notat pasul de eșantionare.

Cerințele exprimate de această teoremă permit o interpretare fizică similară cu cea cunoscută pentru teorema WKS [3]. Din figura 1, în care a fost reprezentat spectrul $\bar{S}_p(\omega)$ a semnalului eșantionat [4] :

$$\bar{S}_p(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_p\left(\omega - n \cdot \frac{2\pi}{T}\right), \qquad (3)$$

rezultă clar, că pentru a evita interferența spectrelor adiacente, în scopul unei reconstituiri perfecte a lui $s_p(t)$, se impune ca $2\pi/T \geqslant (2K + 1)\omega_0 \Rightarrow N > 2K + 1$.

Pasul de eșantionare, dat de relația :

$$T = \frac{T_0}{N} = \frac{T_0/K}{2 + (1/K)}, \qquad (4)$$

este mai mic decît jumătate din perioada T_0/K, a componentei de cea mai mare frecvență din spectrul semnalului. Prin urmare, pentru o aceeași lățime a spectrului, semnalul periodic trebuie eșantionat, la limită, mai des decît

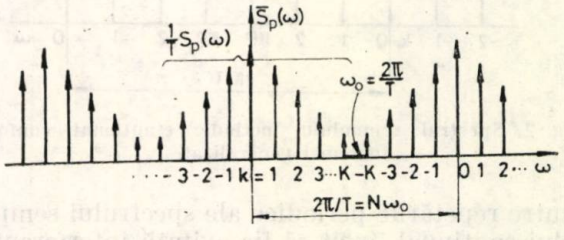


Fig. 1. Spectrul semnalului periodic eșantionat.

semnalul aperiodic. Această diferență se explică prin aceea că intervalul minim între două spectre componente ale lui $\bar{S}_p(\omega)$, învecinate, este egal cu ω_0 (fig. 1), în timp ce în regim aperiodic aceleași spectre puteau fi tangente [3].

Existența a două teoreme privind eșantionarea semnalelor periodice respectiv aperiodice, între care există puncte de apropiere, așa cum s-a arătat mai sus, conduce în mod firesc la problema legăturii dintre aceste teoreme.

În lucrarea de față, autorii își propun, să cerceteze această chestiune, neabordată încă în literatură.

1. O generalizare a teoremei eșantionării funcțiilor periodice

Se prezintă, pentru început, o formă mai generală a teoremei eșantionării funcțiilor periodice, utilă în continuare :

„O funcție periodică $s_p(t)$ ce nu conține armonici de rang mai mare decît K, poate fi

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara

reconstituită fără erori pe baza a N eşantioane, culese uniform pe durata a P perioade, dacă frecvenţa de eşantionare este suficient de ridicată încît să rezulte $N \geqslant 2KP + 1$".

Demonstraţia teoremei de mai sus se poate face printr-o metodă similară cu cea utilizată în cazul teoremei eşantionării funcţiilor periodice [1, 2]. Se înlocuieşte, în acest scop, perioada T_0 a fundamentalei cu PT_0. Expresia de reconstituire rezultă, de asemenea, prin analogie cu (2), sub forma :

$$s_p^*(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-KP}^{KP} \sum_{n=0}^{N-1} s_p(nT)\, e^{jk\frac{\omega_0}{P}(t-nT)}. \quad (5)$$

Teorema eşantionării, generalizată, este susceptibilă de o aceeaşi interpretare fizică ca şi teorema negeneralizată. Singura deosebire o constituie faptul că, în reprezentarea spectrului semnalului eşantionat (fig. 2), intervalul dintre două componente respectiv intervalul minim

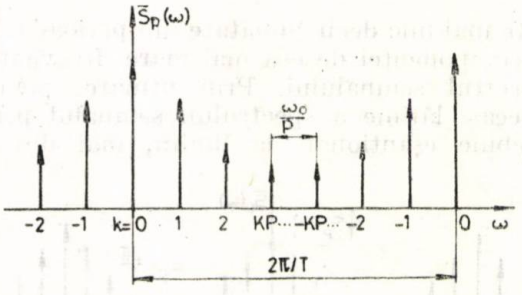


Fig. 2. Spectrul semnalului periodic eşantionat conform teoremei generalizate.

dintre repetările periodice ale spectrului semnalului continual, încît să fie evitată interferenţa, este ω_0/P în loc de ω_0. În consecinţă, pentru o reconstituire fără erori se impune ca :

$$2\pi/T \geqslant (2K \cdot P + 1)\omega_0/P, \quad (6)$$

sau, dat fiind că $T = PT_0/N$, rezultă :

$$N \geqslant 2KP + 1. \quad (7)$$

Din relaţia (7) rezultă că teorema generalizată impune prelevarea unui număr sporit de eşantioane, comparativ cu teorema negeneralizată.

Este, de asemenea, important să se observe că, în cazul satisfacerii la limită a condiţiei (7), raportul :

$$\frac{T_0}{T} = \frac{N}{P} = 2K + \frac{1}{P},$$

va diferi de un număr întreg. Aceasta înseamnă că eşantioanele corespunzătoare oricărei perioade, din cele P avute în vedere, nu constituie o repetare a eşantioanelor din celelalte $P - 1$ perioade. Adică, informaţia despre semnal este dată de eşantioanele din toate cele P perioade şi nu de eşantioanele extrase dintr-o singură perioadă, aşa cum este cazul teoremei negeneralizate.

Necesitatea extragerii unui număr mai mare de eşantioane, în cazul teoremei generalizate, este compensată de o oarecare reducere a frecvenţei de eşantionare.

Într-adevăr, deoarece $T = PT_0/N$ şi $N \geqslant 2KP + 1$, rezultă că pasul de eşantionare trebuie să satisfacă inegalitatea :

$$T \leqslant \frac{T_0}{2K + \frac{1}{P}}. \quad (8)$$

Mărimea lui T, impusă de condiţia (8), este mai ridicată decît valoarea pasului de eşantionare corespunzătoare teoremei negeneralizate : $T \leqslant T_0/(2K + 1)$.

Creşterea lui T şi scăderea corespunzătoare a frecvenţei de eşantionare este neglijabilă însă din punct de vedere aplicativ, faţă de efortul suplimentar de calcul ce trebuie investit în vederea prelucrării unui număr sporit de eşantioane. Pentru $K = 10$ şi $P = 2$, spre exemplu, cînd numărul de eşantioane prelucrate creşte cu circa 100%, frecvenţa de eşantionare scade cu numai 2,38%. Aceste date ilustrează convingător afirmaţia precedentă.

2. Legătura dintre teorema eşantionării funcţiilor periodice şi aperiodice

Dacă teorema generalizată nu prezintă interes din punct de vedere aplicativ, ea permite în schimb stabilirea unei legături între teoremele de eşantionare în regim periodic respectiv aperiodic.

Se consideră în acest scop că $P \to \infty$, adică sînt prelevate eşantioane distincte dintr-un număr din ce în ce mai mare de perioade. La limită se poate considera că este eşantionat şi reconstituit nu un semnal periodic, ci unul aperiodic. Afirmaţia este întărită şi de observaţia că pentru $P \to \infty$ spectrul semnalului eşantionat devine un spectru continuu, caracteristic semnalelor aperiodice (în fig. 2, pentru $P \to \infty$, $\omega_0/P \to 0$).

În aceste condiţii, pasul de eşantionare care asigură reconstituirea fără erori, este dat de expresia (8) :

$$T \leqslant \lim_{P\to\infty} \frac{T_0}{2K + \frac{1}{P}} = \frac{T_0}{2K}. \quad (9)$$

Deoarece T_0/K reprezintă perioada componentei de cea mai înaltă frecvenţă din spectrul semnalului continual, relaţia (9) impune extragerea

a cel puțin două eșantioane pe durata acestei perioade. O asemenea condiție, identică cu cea impusă de teorema WKS, reflectă faptul că teorema lui Shannon reprezintă un caz particular, limită, al teoremei generalizate a eșantionării funcțiilor periodice.

În ceea ce privește expresia de reconstituire a semnalelor aperiodice [3]:

$$s^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(nT) \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t - nT)}{\frac{\pi}{T}(t - nT)}, \qquad (10)$$

aceasta poate fi de, asemenea, obținută prin trecerea la limită, pornind de la relația (5).

Avînd în vedere periodicitatea funcției $e^{-jk\omega_0 nT/P}$ și a eșantioanelor $s_p(nT)$, figura 3, rezultă că:

$$s_p(nT)e^{-jk\omega_0 nT/P} = s_p[(n - N)T]e^{-jk\omega_0(n-N)T/P}. \qquad (11)$$

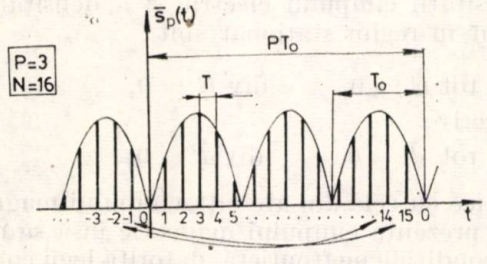


Fig. 3. Semnalul periodic eșantionat conform teoremei generalizate.

Cu această observație și presupunînd că teorema eșantionării este satisfăcută la limită, adică $N = 2KP + 1$, relația (5) poate fi scrisă sub forma:

$$s_p^*(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-KP}^{KP} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} s_p(nT)\, e^{-jk\frac{\omega_0}{P}(t-nT)} =$$

$$= \sum_{n=-KP}^{KP} s_p(nT) \frac{PT_0/(2\pi)}{2KP+1} \sum_{k=-KP}^{KP} e^{jk\frac{\omega_0}{P}(t-nT)} \cdot \frac{2\pi}{PT_0}. \qquad (12)$$

În expresia (12), cînd $P \to \infty$, $k\omega_0/P \to \omega$, $2\pi/(PT_0) \to d\omega$ și suma din dreapta tinde la o integrală. Limitele între care se face integrala sînt:

$$\pm \lim_{P\to\infty} KP\frac{\omega_0}{P} = \pm \lim_{P\to\infty} K\omega_0. \qquad (13)$$

Utilizînd acum faptul că $N = PT_0/T = 2KP + 1$ și că $\omega_0 = 2\pi/T_0$, se obține:

$$\pm \lim_{P\to\infty} K\omega_0 = \pm \lim_{P\to\infty} \frac{2\pi K}{T\left(2K + \frac{1}{P}\right)} = \pm\frac{\pi}{T}.$$

Cu aceste precizări, prin trecerea la limită, expresia (12) devine:

$$s^*(t) = \lim_{P\to\infty} s_p^*(t) =$$

$$= \lim_{P\to\infty} \sum_{n=-KP}^{KP} s_p(nT) \frac{T_0/(2K)}{2\pi(1 + 1/(2KP))} \cdot$$

$$\cdot \sum_{k=-KP}^{KP} e^{jk\frac{\omega_0}{P}(t-nT)} \cdot \frac{2\pi}{T_0} =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(nT) \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} e^{j\omega(t-nT)}\, d\omega =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t - nT)}{\frac{\pi}{T}(t - nT)}, \qquad (14)$$

identică cu (10).

Se poate deci afirma că și din punctul de vedere al expresiei de reconstituire teorema WKS reprezintă un caz limită al teoremei generalizate a eșantionării funcțiilor periodice.

Este important de observat că în scrierea relației (14) s-a avut în vedere faptul că:

$$\lim_{P\to\infty} \frac{T_0}{2K} = T, \qquad (15)$$

T reprezintă aici, așa cum rezultă din egalitatea (15), pasul de eșantionare minim care asigură reconstituirea fără erori a semnalului aperiodic rezultat din semnalul periodic, prin trecerea la limită. Această constatare este în deplină concordanță cu ipoteza inițială $N = 2KP + 1$, care, de asemenea, conduce la valoarea minimă a pasului de eșantionare, pentru care sînt excluse erorile de reconstituire ale semnalului periodic.

3. Concluzii

Din cele prezentate la punctul 2 se desprinde ideea că prin trecerea de la semnale periodice la semnale aperiodice, teorema eșantionării funcțiilor periodice conduce, din punct de vedere al cerințelor și a expresiei de reconstituire, la teorema WKS. Această constatare îndreptățește concluzia finală că, cu toate diferențele formale ce există între cele două teoreme, ele caracterizează procesul unic de eșantionare și reconstituire a semnalelor, același, indiferent că este vorba de semnale periodice sau aperiodice.

Bibliografie

[1] *Stearns, D. S.* Digital Signal Analysis. Hayden Book Company, Inc, New-Jersey, 1975.
[2] *Papoulis, A.* Signal Analysis. Mc.Graw-Hill, Inc., 1977.
[3] *Abdul, J. Jerri.* The Shannon sampling theorem — its various extensions and applications: A tutorial review. In: Proc. of the IEEE, vol. 65, nr. 11, nov 1977, p. 1 565—1 596.
[4] *Linden, D. A.* A discution of sampling theorems. In: Proc. IRE, vol. 47, nr. 7, iulie 1954, p. 1 219—1 226.

CZ 621.3.013 : 621.3.011

CÎMP ELECTRIC
COEFICIENT HALL

Calculul cîmpului în plăci circulare pentru determinarea coeficientului Hall

VETREȘ IOAN * — TIMIȘOARA

Introducere

Obținerea de materiale semiconductoare cu proprietăți corespunzătoare și rezultatele cercetărilor efectuate în legătură cu cîmpul electric din sondele Hall, precum și cu comportarea traductoarelor Hall ca elemente de circuit electric a dus la o serie de aplicații ale efectului Hall în cele mai diverse domenii ale tehnicii [1].

În vederea realizării traductoarelor Hall prezintă interes cunoașterea parametrilor fizici ai materialelor semiconductoare, un rol important avînd coeficientul Hall C_H. Determinarea coeficientului Hall se poate face rezolvînd problema cîmpului din anumite epruvete confecționate din materialul semiconductor ce interesează.

Datorită simetriei și a posibilității folosirii metodei imaginilor electrice, epruvetele pot fi confecționate și sub forma unor discuri de grosime constantă [2]. Ținînd seama de particularitățile legii conducției electrice în prezența cîmpului magnetic este necesar ca în disc cîmpul electric să fie plan-paralel, ceea ce se realizează cu ajutorul unor electrozi dispuși pe toată grosimea discului. În literatură se consideră și electrozi dispuși pe suprafața discului, considerîndu-se cîmp electric plan-paralel, dacă grosimea discului reprezintă maximum 10% din distanța dintre electrozii de alimentare [3].

În lucrare se determină repartiția cîmpului electric folosind metoda funcției Green în cazul unor discuri subțiri, la care cîmpul electric poate fi considerat plan-paralel.

1. Unele consecințe ale legii conducției electrice în prezența cîmpului magnetic

Legea conducției electrice într-un punct dintr-un material semiconductor omogen, izotrop și fără gradienți de temperatură, situat într-un cîmp magnetic transversal ($\bar{E} \cdot \bar{B} = 0$), se scrie sub forma [1, 4]:

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + C_H \bar{J} \times \bar{B}), \tag{1}$$

în care $\bar{J}$ reprezintă densitatea curentului electric, $\bar{E}$ — intensitatea cîmpului electric, $\bar{B}$ — inducția magnetică, σ — conductivitatea electrică și C_H — coeficientul Hall. De menționat că σ și C_H sînt parametri de material ce depind și de valoarea inducției magnetice [5].

Se remarcă din relația (1) că deși materialul este omogen și izotrop, vectorii $\bar{E}$ și $\bar{J}$ nu mai sînt coliniari, ci formează în fiecare punct același unghi θ_H, numit unghi Hall, a cărui tangentă are expresia [1, 4]:

$$\operatorname{tg}\theta_H = \sigma C_H B. \tag{2}$$

Se arată în literatură [4] că în cazul cîmpului electric din placă este plan paralel, iar cîmpul magnetic normal pe placă și uniform, ecuațiile intensității cîmpului electric și a densității de curent în regim staționar sînt:

$$\operatorname{rot} \bar{E} = 0, \qquad \operatorname{div} \bar{E} = 0, \tag{3}$$

respectiv:

$$\operatorname{rot} \bar{J} = 0, \qquad \operatorname{div} \bar{J} = 0, \tag{4}$$

identice cu cele din absența cîmpului magnetic.

În prezența cîmpului magnetic însă se modifică condițiile pe frontieră, datorită legii conducției electrice. Pe suprafețele neacoperite de electrozi vectorul $\bar{J}$ este tangent, iar $\bar{E}$ face cu acesta unghiul θ_H, așa cum se vede în figura 1, la o placă dreptunghiulară. La suprafețe acoperite de electrozi metalici, ce au conductivitatea mult mai mare decît a materialului semiconductor vectorul $\bar{E}$ este normal, iar $\bar{J}$ formează cu acesta unghiul θ_H (fig. 1).

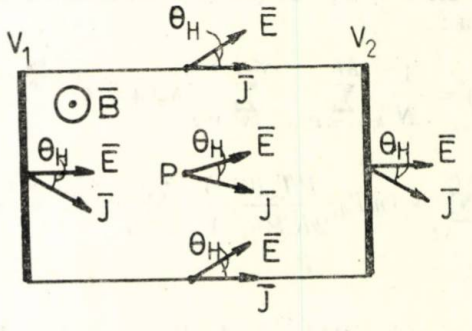


Fig. 1. Condițiile pe frontieră ale lui $\bar{J}$ și $\bar{E}$.

Rezultă că în cazul în care cîmpul electric din placă se stabilește prin intermediul a doi electrozi filiformi, condițiile de existență ale densității de curent rămîn aceleași în prezența și absența cîmpului magnetic, dacă în placă se stabilește același curent electric [5]. Datorită acestui fapt este util ca la o placă circulară

* Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara

să se determine în coordonate polare componentele densității de curent în absența cîmpului magnetic, folosind relațiile:

$$J_r = -\sigma_0 \frac{\partial V(r, \theta)}{\partial r}, \quad J_\theta = -\sigma_0 \frac{\partial V(r, \theta)}{r . \partial \theta}, \tag{5}$$

în care σ_0 este conductivitatea electrică a materialului semiconductor în absența cîmpului magnetic, iar $V(r, \theta)$ potențialul electric.

Deoarece intensitatea cîmpului electric se modifică în prezența cîmpului magnetic, componentele acesteia se exprimă în funcție de componentele densității de curent ce rămîn neschimbate în prezența și absența cîmpului magnetic. Astfel, din relația (1) rezultă pentru componentele lui $\bar{E}$ expresiile:

$$E_r = \frac{1}{\sigma} J_r - C_H B J_\theta,$$

$$E_\theta = \frac{1}{\sigma} J_\theta + C_H B J_r. \tag{6}$$

Cu ajutorul acestor componente se poate calcula tensiunea electrică ce poate fi măsurată în prezența cîmpului magnetic transversal.

2. Potențialul electric în absența cîmpului magnetic

Pentru a calcula componentele densității de curent cu relațiile (5) este necesar să se determine expresia potențialului electric $V(r, \theta)$ în absența cîmpului magnetic într-un punct al discului din material semiconductor omogen și izotrop, avînd grosimea constantă h și raza a, în care se stabilește un curent electric constant I prin intermediul a doi electrozi metalici filiformi *1* și *2* (fig. 2).

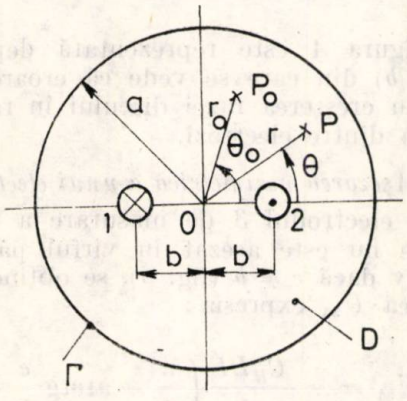


Fig. 2. Placă circulară cu doi electrozi filiformi.

Pentru a exprima uniform ecuațiile intensității cîmpului electric în întreg domeniul, inclusiv în punctele în care sînt plasați electrozii, divergența se scrie sub forma [6]:

$$\operatorname{div} \bar{E} = \pm \delta(\bar{r} - \bar{r}_{1,2}) . \operatorname{div}_l \bar{E} =$$

$$= \pm \delta(\bar{r} - \bar{r}_{1,2}) \frac{I}{\sigma_0 h}, \tag{7}$$

în care $\delta(\bar{r} - \bar{r}_{1,2})$ reprezintă funcția lui Dirac, $\bar{r}_1$ și $\bar{r}_2$ fiind vectorii de poziție ai electrozilor *1*, respectiv *2*. Cîmpul electric fiind considerat plan-paralel este suficient să se determine repartiția cîmpului într-un plan.

Deoarece în regim staționar $\bar{E} = -\operatorname{grad} V$, din relația (7) rezultă că potențialul electric satisface o ecuație de tip Poisson:

$$\nabla^2 V = \pm \delta(\bar{r} - \bar{r}_{1,2}) \frac{I}{\sigma_0 h}, \tag{8}$$

iar condițiile pe frontieră devin de tip Neumann omogene:

$$\left(\frac{\partial V}{\partial n}\right)_\Gamma = 0. \tag{9}$$

Cu ajutorul funcțiilor Green $G(\bar{r}, \bar{r}_0)$ potențialul într-un punct din plan poate fi calculat cu expresia:

$$V(\bar{r}) = -\int_D G(\bar{r}, \bar{r}_0) . \nabla^2 V \, ds +$$

$$+ \oint_\Gamma G(\bar{r}, \bar{r}_0) \frac{\partial V}{\partial n} \, dl + C, \tag{10}$$

în care C este o constantă ce se determină în raport cu potențialul de referință. Pe baza relațiilor (8) și (9) se obține:

$$V(\bar{r}) = \pm \int_D G(\bar{r}, \bar{r}_0) . \delta(\bar{r} - \bar{r}_{1,2}) \frac{I}{\sigma_0 h} \, ds + C. \tag{11}$$

Ținînd seama de expresia funcției Green pentru un domeniu circular, exprimată în coordonate polare, de coordonatele electrozilor filiformi de alimentare (b, π) respectiv $(b, 0)$, precum și de proprietățile funcției Dirac, se obține pentru potențial expresia:

$$V(r, \theta) = \frac{I}{4\pi \sigma_0 h} \ln \cdot$$

$$\cdot \frac{(b^2 + r^2 - 2br\cos\theta)(b^2 r^2 + a^4 - 2bra^2\cos\theta)}{(b^2 + r^2 + 2br\cos\theta)(b^2 r^2 + a^4 + 2bra^2\cos\theta)} + C. \tag{12}$$

Constanta C se determină din condiţia ca pentru $\theta = \pi/2$ potenţialul să fie nul, rezultînd astfel $C = 0$.

3. Determinarea coeficientului Hall

Pentru determinarea coeficientului Hall se măsoară, în prezenţa inducţiei magnetice $\bar{B}$, tensiunea electrică între doi electrozi punctiformi 3 şi 4 situaţi pe un diametru perpendicular pe cel al electrozilor de alimentare 1 şi 2 (fig. 3).

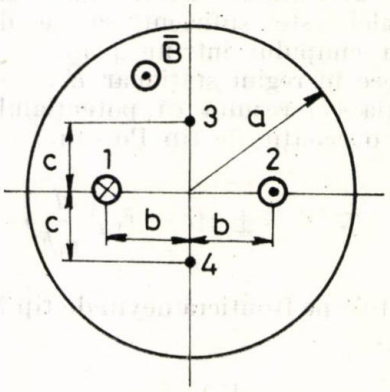


Fig. 3. Electrozi aşezaţi simetric.

Exprimînd tensiunea ca integrala intensităţii cîmpului electric se obţine relaţia :

$$U_{34} = \int_3^4 \bar{E} \cdot d\bar{l} = -\int_0^c (E_r)_{\theta=\pi/2} \cdot dr + \int_0^c (E_r)_{\theta=3\pi/2} \cdot dr, \tag{13}$$

care, ţinînd seama de egalităţile (6), devine :

$$U_{34} = -\frac{1}{\sigma}\int_0^c [(J_r)_{\theta=\pi/2} - (J_r)_{\theta=3\pi/2}]dr + \\ + C_H B \int_0^c [(J_\theta)_{\theta=\pi/2} - (J_\theta)_{\theta=3\pi/2}]dr. \tag{14}$$

Calculînd componentele densităţii de curent cu relaţiile (5), în care $V(r, \theta)$ are expresia (12), se obţin egalităţile :

$$(J_r)_{\theta=\frac{\pi}{2}} = (J_r)_{\theta=\frac{3\pi}{2}} = 0, \\ (J_\theta)_{\theta=\frac{\pi}{2}} = -(J_\theta)_{\theta=\frac{3\pi}{2}}, \tag{15}$$

astfel că relaţia (14) obţine forma :

$$U_{34} = 2C_H B \int_0^c (J_\theta)_{\theta=\frac{\pi}{2}} dr = \\ = -\frac{2C_H BI}{h}\left(\operatorname{arctg}\frac{c}{b} + \operatorname{arctg}\frac{bc}{a^2}\right),$$

din care se poate determina coeficientul Hall cu relaţia :

$$C_H = -\frac{\pi h}{2\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{c}{b} + \operatorname{arctg}\frac{bc}{a^2}\right)} \cdot \frac{U_{34}}{BI} \tag{16}$$

Dacă electrozii sînt aşezaţi în vîrfurile unui pătrat, $c = b$, se obţine pentru coeficientul Hall expresia :

$$C_H = -\frac{\pi h}{\frac{\pi}{2} + 2\operatorname{arc\,tg}\frac{b^2}{a^2}} \cdot \frac{U_{34}}{B \cdot I}, \tag{17}$$

identică cu cea determinată în literatură folosind metoda imaginilor electrice [7].

4. Cazuri particulare

4.1. *Placă infinit extinsă*

Dacă raza discului este mult mai mare în comparaţie cu distanţa dintre electrozi, respectiv dacă $a \gg b$, din relaţia (17) rezultă pentru coeficientul Hall expresia simplă :

$$C_H = -2h\frac{U_{34}}{BI}, \tag{18}$$

ce poate fi dedusă şi prin calculul direct al cîmpului considerînd placa infinit extinsă, respectiv neluînd în consideraţie influenţa dimensiunii finite a plăcii [5].

Dacă relaţia (18) se aplică şi în cazul plăcilor circulare avînd raza a, coeficientul Hall se determină cu o eroare relativă ε dată de relaţia :

$$\varepsilon = \frac{(C_H)_\infty - C_H}{C_H} = \frac{4}{\pi}\operatorname{arc\,tg}\frac{b^2}{a^2}. \tag{19}$$

În figura 4 este reprezentată dependenţa $\varepsilon = f(a/b)$ din care se vede că eroarea scade rapid cu creşterea razei discului în raport cu distanţa dintre electrozi.

4.2. *Aşezarea nesimetrică a unui electrod*

Dacă electrodul 3 de măsurare a tensiunii electrice nu este aşezat în vîrful pătratului, respectiv dacă $c \neq b$ (fig. 5), se obţine pentru tensiunea U_{34} expresia :

$$U_{34} = -\frac{C_H BI}{\pi h}\left(\frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg}\frac{c}{b} + \right. \\ \left. + \operatorname{arctg}\frac{b^2}{a^2} + \operatorname{arctg}\frac{bc}{a^2}\right). \tag{20}$$

În acest caz coeficientul Hall se calculează cu relația:

$$C_H = -\frac{\pi h}{F_H}\cdot\frac{U_{34}}{BI}, \tag{21}$$

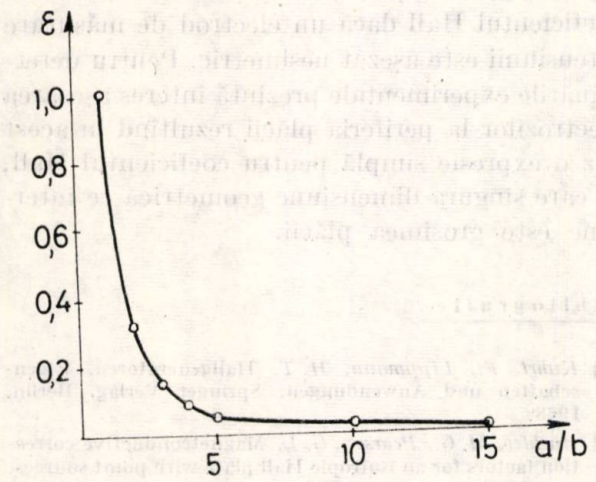


Fig. 4. Influența dimensiunii finite a plăcii.

în care factorul F_H depinde de dimensiunile geometrice în forma

$$F_H = \frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg}\frac{c}{b} + \operatorname{arctg}\frac{b^2}{a^2} + \operatorname{arctg}\frac{bc}{a^2} \tag{22}$$

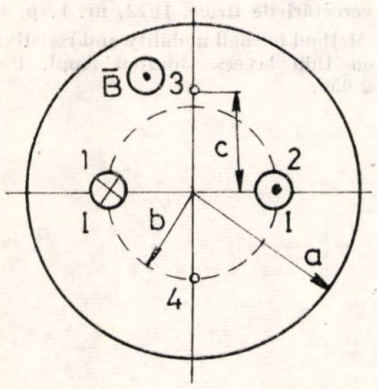


Fig. 5. Așezarea nesimetrică a unui electrod.

Dacă electrodul 3 s-ar afla pe cercul de rază b, $c = b$, ar rezulta pentru factorul coeficientului Hall expresia:

$$F'_H = \frac{\pi}{2} + 2\operatorname{arctg}\frac{b^2}{a^2}, \tag{23}$$

identică cu cea obținută în relația (17).

Folosirea factorului F'_H la calculul coeficientului Hall în cazul în care electrodul 3 este așezat nesimetric conduce la o eroare relativă ce are expresia

$$\varepsilon = \frac{\left|\operatorname{arctg}\frac{c}{b} + \operatorname{arctg}\frac{bc}{a^2} - \operatorname{arctg}\frac{b^2}{a^2} - \frac{\pi}{4}\right|}{\frac{\pi}{2} + 2\operatorname{arctg}\frac{b^2}{a^2}}. \tag{24}$$

În figura 6 este reprezentată dependența $\varepsilon = f(c/b)$ pentru configurația la care $b/a = 0{,}5$.

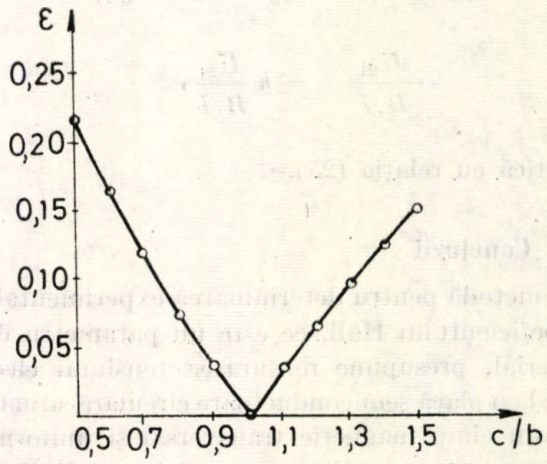


Fig. 6. Eroarea relativă datorită nesimetriei.

4.3. Electrozii la periferia plăcii

În determinările experimentale prezintă interes cazul în care electrozii filiformi sînt așezați la periferia plăcii pe două diametre ortogonale (fig. 7).

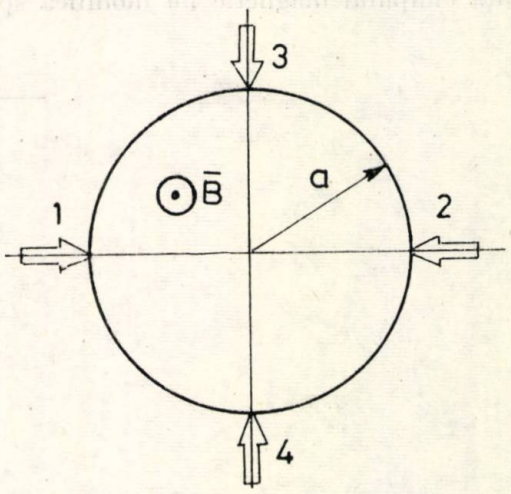


Fig. 7. Electrozi la periferia plăcii.

În acest caz din relația (17), făcînd $b = a$, se obține expresia simplă pentru coeficientul Hall:

$$C_H = -h\frac{U_{34}}{BI}. \tag{25}$$

Este interesant de remarcat faptul că aceeași expresie (25) se obține și dacă electrozii de alimentare 1—2 nu sînt la periferie ($b \neq a$) cu condiția ca electrozii 3—4 de măsurare a tensiunii electrice să fie la periferie ($c = a$). În adevăr, înlocuind în relația (16) pe c cu a se obține:

$$C_H = -\frac{\pi h}{2\left(\operatorname{arctg}\frac{a}{b} + \operatorname{arctg}\frac{b}{a}\right)} \cdot$$

$$\cdot \frac{U_{34}}{B.I} = -h\frac{U_{34}}{B.I},$$

identică cu relația (25).

5. Concluzii

O metodă pentru determinarea experimentală a coeficientului Hall, ce este un parametru de material, presupune măsurarea tensiunii electrice la o placă semiconductoare circulară situată într-un cîmp magnetic transversal și uniform. Legătura între tensiune și coeficientul Hall se stabilește prin rezolvarea problemei cîmpului electric plan-paralel din placă, folosind metoda funcției Green și ținînd seama de caracteristicile legii conducției electrice în cîmp magnetic. Calculul cîmpului se bazează pe observația că în cazul unor electrozi de alimentare filiformi prezența cîmpului magnetic nu modifică spectrul densității de curent, ci doar al intensității cîmpului electric.

Prin particularizarea expresiei coeficientului Hall se determină influența dimensiunii finite a plăcii, precum și eroarea cu care se calculează coeficientul Hall dacă un electrod de măsurare a tensiunii este așezat nesimetric. Pentru determinările experimentale prezintă interes așezarea electrozilor la periferia plăcii rezultînd în acest caz o expresie simplă pentru coeficientul Hall, în care singura dimensiune geometrică ce intervine este grosimea plăcii.

Bibliografie

[1] *Kuhrt, F., Lippmann, H. T.* Hallgeneratoren. Eigenschaften und Anwendungen. Springer Verlag, Berlin, 1968.

[2] *Buehler, M. G., Pearson, G. L.* Magnetconductive correction factors for an isotropic Hall plate with point sources. In: Solid State Electronics, 9, 1966, p. 395.

[3] *Swartzendruber, L. J., Ulmer, F. H., Coleman, J. A.* Direct Reading Instrument for Silicon and Germanium Four-Probe Resistivity Measurements. In: Rev. Sci. Instr., 1968, nr. 12, p. 1 858.

[4] *Sora, C.* Introducere în studiul generatorului Hall. Editura Academiei R.S.R., București, 1969.

[5] *Vetreș, I.* Contribuții privind dezvoltarea unor metode de cîmp pentru determinarea rezistivității și a coeficientului Hall la materiale semiconductoare. Teză de doctorat, I.P. Timișoara, 1980.

[6] *Andreescu, N.* Aplicații ale repartiției cîmpurilor electrice continue în conductoare masive în măsurarea conductivității electrice și în defectoscopia nedistructivă. In: Studii și cercetări de fizică, 1972, nr. 1, p. 15.

[7] *Lange, J.* Method for hall mobility and resistivity measurements on thin layers. Journal Appl. Phys., 1964, nr. 9, p. 2 659.

NOTE

Sistemul de ordinatoare de măsură PSA 1302 puse în funcţiune de RFT pentru automatizarea operaţiilor de măsură şi control

Sub forma unui sistem de ordinatoare de măsură și control RFT oferă un material auxiliar pentru automatizarea operațiilor de măsură și control modern, care se pretează la multiple aplicații în tehnică (figura 1).

Caracteristicile principale ale sistemului PSA 1302 sînt :

— utilizarea unui sistem de service EPROM ;

— programe standard de musură preprogramată în BASIC și asamblate pe EPROM ;

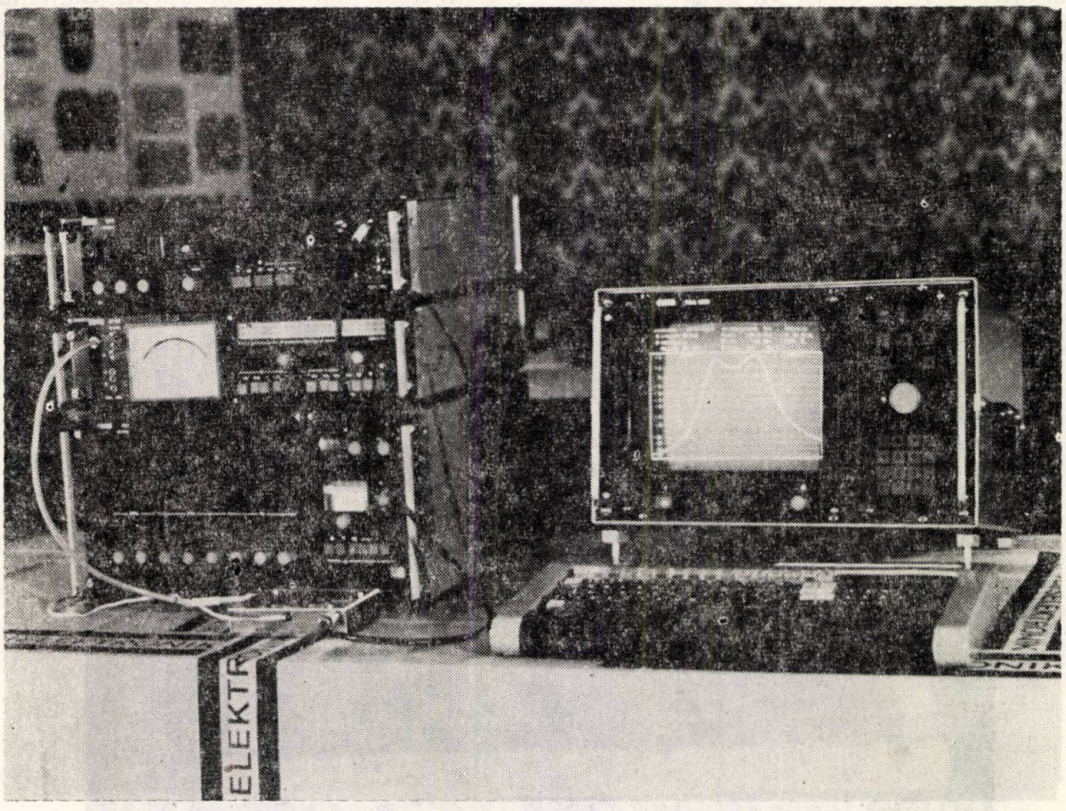


Fig. 1

Concepția foarte laborioasă și utilizarea microelectronicii la realizarea acestui sistem îi asigură o înaltă calitate de uzaj și rezultate de control foarte precise.

Sistemul de ordinatoare de măsură RFT se poate utiliza și ca display alfanumeric/grafic cu comandă prin microcalculatoare, și ca aparat de măsură a frecvenței, timpului și tensiunii de curent continuu, fiecare măsurătoare fiind independentă și, în final, sistemul poate servi drept oscilator de joasă frecvență cu memorie integrată.

— aplicabilitate pentru asigurarea comenzii ansamblului de măsură a nivelului de semnal și de vobulație PDM60 și alte posibilități de măsură cu funcționare analogică ;

— folosirea pentru o serie automatizată de măsuri individuale preprogramate ;

— utilizarea în laboratorul de studii pentru controlul final privind fabricația de materiale electronice.

Toate operațiile de service, introducerea de date etc., se efectuează folosind o claviatură dispusă pe partea frontală a aparaturii.

Sistemul de control şi analiză de tip PAGE, asistat de calculator electronic, pentru tehnica comutaţiilor în telecomunicaţii

Fabricaţia, montajul, punerea în funcţiune şi reparaţiile sistemului de comutaţii în telecomunicaţii impun un număr mare de procese de control, de diferite feluri, care se pot realiza repede, sigur, economic şi raţional cu ajutorul sistemului de analiză şi cotnrol PAGE.

Ca sistem autonom de comandă al sistemului se foloseşte un computer universal pentru comandă şi analize de tip „USAR" care, în complet cu dispozitive adiţionale efectuează, corespunzător necesităţilor, lucrări necesare de comandă a datelor şi de înregistrare a rezultatelor analizelor de control efectuate. La cererea beneficiarilor se oferă un bogat pachet de programe operaţionale şi auxiliare.

— controlul calităţii funcţionării echipamentelor de comutaţii în telecomunicaţii ;

- prin integrarea temporală a impulsurilor de semnalizare aplicate unităţilor de calcul pentru determinarea numărului de ocupaţii şi pentru înregistrarea defecţiunilor ;
- prin stabilirea şi evaluarea conexiunilor de control ;
- prin măsurarea traficului şi monitorizarea funcţionării sistemului de comunicaţii ;

— transmisia de date la distanţă.

Sistemul PAGE asigură administraţiilor PTT o calitate înaltă şi de durată în funcţionare a centralelor lor de comutaţii. Comanda cu ajutorul microcomputerelor liber-programabile

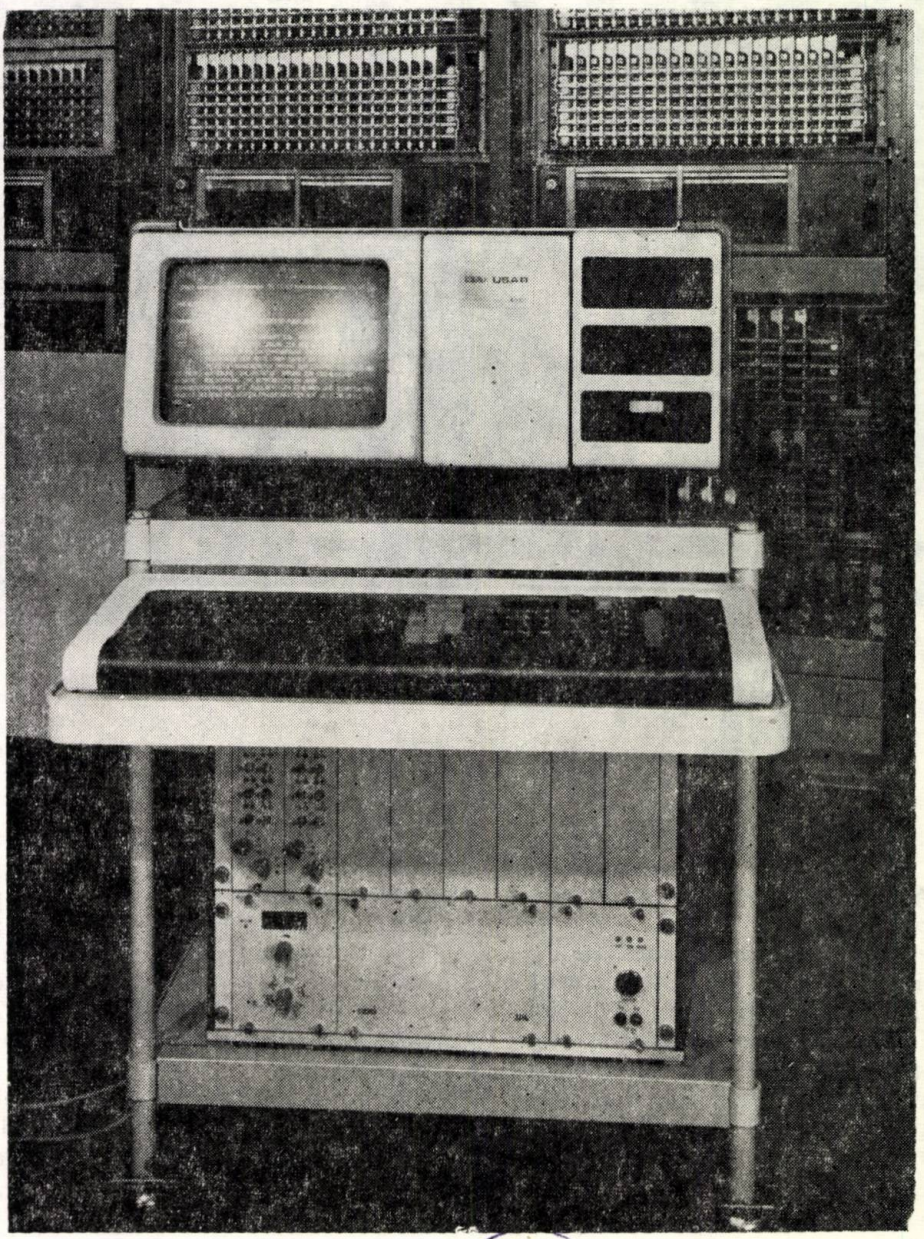


Fig. 2

Domeniile principale de aplicabilitate a sistemului PAGE (fig. 2) sînt :

— controlul şi analiza operaţiilor funcţionale ale echipamentelor de telecomunicaţii prin discretizarea datelor de control al stadiilor şi potenţialelor ;

dă administraţiilor de căi ferate posibilitatea să efectueze cu mare elasticitate lucrările de analiză şi control.

G. Andrei

Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică

Mașini electrice fabricate în R.S. România și motoare importate

Prezentare

În cadrul institutului nostru s-a introdus pe calculator o colecție de date privind fabricarea motoarelor și generatoarelor electrice în R. S. România.

Această colecție de date sistematizează întreaga gamă a mașinilor electrice în fabricație, sau în curs de asimilare (se referă atît la produsele de serie mare, cît și la cele de serie mică sau unicate), ca și mașinile electrice importate (est și vest).

Fiecare înregistrare de mașină electrică cuprinde: datele de identificare, puterea, turația, tensiunea, forma constructivă, regimul de funcționare, gradul de protecție, performanțe energetice ($\eta\cos\varphi$), greutatea, producătorul, domeniile de utilizare, prețul de livrare, norma de produs și NTR de tipizare, consumurile de materiale active (tehnologice și nete), diametrul exterior tolă-stator/rotor, alinierea la normalizările pe plan internațional.

Această colecție de date este reactualizată anual pentru a putea oferi informații corecte și utile proiectanților și constructorilor de mașini, cît și factorilor de planificare și de decizie.

Facilități și servicii oferite

Pentru a veni în sprijinul tuturor specialiștilor unităților economice, în raport cu modul de organizare a datelor, se pot pune la dispoziție:

1. Sistema generală a motoarelor/generatoarelor electrice.
2. Nomenclatorul mașinilor electrice tipizate.
3. Nomenclatorul mașinilor electrice importate (est și vest).
4. Echivalări de mașini electrice importate cu cele fabricate în R.S.R.
5. Nomenclatoare de mașini, organizate pe întreprinderi etc.

Forma de prezentare

Lucrările 1—3 se elaborează pe calculatorul electronic, pe format de imprimantă. Cataloagele 1—2 se tipăresc în tiraj mare și pot fi puse la dispoziția celor interesați pe bază de comandă fermă către ICPE — Laboratorul 03, Bd. T. Vladimirescu nr. 45—47, București, sector 5, Cp 79623. Valoarea unei lucrări este cca 1 000 lei, în funcție de tiraj. Restul lucrărilor sînt oferite după caz, pe calculator sau elaborate manual.

Colecție de date